CONCEPTE DE ELECTRONICĂ

dispozitive electronice

Analiza circuitelor

Universitatea Autonomă a Statului Morelos
Facultatea de Științe Chimice și Inginerie
Inginerie Electrică

IE. Arcenlo Brito Hernández

Examinat de: IE. Profesorul Raymundo García-

februarie 2005

Conținut

CAPITOLUL 1. INTRODUCERE ÎN ELECTRONICĂ 9

1.1 DISPOZITIVE ELECTRONICE 9
1.2 CLASIFICAREA CIRCUITELOR INTEGRATE 9
1.2.1 TIPURI DE CIRCUITE INTEGRATE 9
1.2.2 ÎNCAPSULARARE CIRCUITE INTEGRATE 10
1.3 SEMICONDUCTORUL: MATERIALUL CARE A REVOLUȚIONAT ELECTRONICA 11
1.4 NATURA CONDUCTIVĂ A SEMICONDUCTORULUI 12

CAPITOLUL 2. DIODA 15

2.1 DIODA IDEALĂ 15
2.2 DIODA SEMICONDUCTOARE. CARACTERISTICI ŞI POLARIZARE 15
2.2.1 FĂRĂ POLARIZARE (Vd = 0) 16
2.2.2 POLARIZARE DIRECTĂ (Vd > 0) 16
2.2.3 POLARIZARE INVERSĂ (Vd < 0) 16
2.2.4 MODELUL MATEMATIC AL DIODEI 17
2.2.5 REGIUNEA ZENER ŞI TENSIUNEA DE VÂRF INVERSĂ 17
2.2.6 EFECTELE TEMPERATURII 18
2.2.7 COMPARAȚIE ÎNTRE DIODE DE SILICIU ŞI GERMANIU 18
2.3 NIVELURI DE REZISTENȚĂ ŞI PUNCT DE FUNCȚIONARE AL DIODEI 19
2.3.1 REZISTENȚĂ STATICĂ. SEMNAL CD 19
2.3.2 REZISTENȚĂ DINAMICĂ. SEMNAL CA 20
2.3.3 REZISTENȚĂ MEDIE. SEMNAL CA 21
2.3.4 REZISTENȚA TOTALĂ A UNEI DIODE 21
2.4 CIRCUITE ECHIVALENTE PENTRU DIODE 21
2.5 FIŞE CU SPECIFICAȚII ALE DIODELOR 22
2.6 TIMP DE RECUPERARE INVERSĂ 22
2.7 DIODA ZENER 23
2.8 TESTE DIODE 25

CAPITOLUL 3. ANALIZĂ ŞI CIRCUITE CU DIODE 26

3.1 ANALIZĂ GENERALIZATĂ PRIN INTERMEDIUL LINIEI DE SARCINĂ 26
3.1.1 DETERMINAREA PUNCTULUI DE FUNCȚIONARE AL DIODEI UTILIZÂND LINIA DE SARCINĂ 26
3.2 MODEL DE DIODE ÎN SCOPURI DE ANALIZĂ 27
3.3 CIRCUITE CU DIODE POLARIZATE CU SURSE DE CURENT CONTINENTAL 28
3.3.1 ŞI/SAU PORȚI LOGICE CU DIODE 28
3.4 CIRCUITE CU DIODE POLARIZATE CU SURSE DE CURENT ALTERNATIV 29
3.4.1 REDERE DE JUMĂTATE DE UNDĂ 29
3.4.2 REDERE CU UNDA COMPLETĂ 31
3.4.2.1 REDRESOR CU PUNTE CU DIODE 31
3.4.2.2 REDERE TRANSFORMATOR CU PRIZE CENTRALE 32

CAPITOLUL 4. SURSE DE ALIMENTARE ŞI REGULATOARE DE TENSIUNE 35

4.1 COMPONENTELE UNEI SURSE DE ALIMENTARE 35
4.2 DEFINIȚIA ONDULUI ŞI A REGLĂRII TENSIUNII 35
4.2.1 CALCULUL ONDULUI LA IEŞIREA UNUI REDERE 36
4.3 FILTRAT 36
4.4 REGULATOARE DE TENSIUNE CU CI 37

4.4.1 REGULATOARE DE TENSIUNE FIXĂ *38*
4.4.1.1 FIȘĂ CU SPECIFICAȚII REGULATOR IC | iA7812C 39
4.4.2 REGULATOARE DE TENSIUNE REGLABILE *39*

CAPITOLUL 5. TRANZISTOARE CU JONCȚIUNE BIPOLARĂ. BJT 41

5.1 CONSTRUCȚIA TRANZISTORULUI 41
5.2 FUNCȚIONAREA TRANZISTORULUI 41
5.3 CONFIGURAȚII TRANZISTOARE 42
5.3.1 CARACTERISTICI GENERALE ALE TRANZISTORULUI BJT *42*
5.3.2 CONFIGURAȚIA BAZEI COMUNE 43
5.3.3 CONFIGURAȚIA EMIȚORULUI COMUN 45
5.3.4 CONFIGURAȚIA COLECTORULUI COMUN 46
5.4 ACȚIUNEA AMPLIFICATOARE A TRANZISTORULUI 47

CAPITOLUL 6. POLARIZARE DE CONTINUITATE PENTRU BJT 49

6.1 POLARIZAREA ŞI REGIUNILE DE FUNCȚIONARE ALE BJT-URILOR 49
6.2 BJT SUB POLARIZARE FIXĂ 50
6.2.1 DETERMINAREA CURENTULUI DE SATURAȚIE 51
6.2.2 ANALIZA LINIEI DE SARCINĂ 51
6.3 BJT SUB POLARIZARE STABILIZATĂ ÎN EMITORUL 53
6.3.1 DETERMINAREA CURENTULUI DE SATURAȚIE 55
6.3.2 ANALIZA LINIEI DE SARCINĂ 55
6.4 POLITIZAREA DIVIZORULUI DE SUBTENSIUNE BJT 56
6.4.1 DETERMINAREA CURENTULUI DE SATURAȚIE 58
6.4.2 ANALIZA LINIEI DE SARCINĂ 58
6.5 BJT SUB POLORIZAȚIE CU REACȚIE DE TENSIUNE 58
6.5.1 DETERMINAREA CURENTULUI DE SATURAȚIE 60
6.5.2 ANALIZĂ PRIN INTERMEDIUL LINIEI DE SARCINĂ 60
6.6 METODĂ GENERALĂ PENTRU ANALIZA DIFERITELOR CONFIGURAȚII BJT CU POLARIZARE DC 60
6.7 CONCEPT DE PROIECTARE A CIRCUITULUI CU DISPOZITIVE LINIARE 61
6.8 STABILITATE ÎN DIFERITE CONFIGURAȚII DE POLARIZARE 61
6.9 APLICAȚII PRACTICE ALE BJT 63
6.9.1 SURSĂ DE CURENT CONSTANT CU TRANZISTOR BJT. FCC 63
6.9.2 ŞI/SAU PORȚI LOGICE CU TRANZISTOARE BJT 63
6.10 TEHNICI DE LOCALIZARE A DEFECTELOR 64

CAPITOLUL 7. TRANZISTOARE CU EFECT DE CÂMP. FET 66

7.1 TABEL COMPARATIV BJT V / S FET 66
7.2 STUDIUL TRANZISTORULUI CU EFECT DE CÂMP CU JONCȚIUNE. JFET 67
7.2.1 CONSTRUCȚIA ŞI CARACTERISTICI ALE JFETS-URILOR 67
7.2.2 CURBE CARACTERISTICE JFET. 68
7.2.3 UTILIZAREA JFET CA REZISTOR CONTROLAT ÎN TENSIUNE 69
7.2.4 SIMBOLURI JFET. 69
7.2.5 CARACTERISTICI DE TRANSFER 70
7.2.6 REZUMATUL ECUAȚIILOR DE BAZĂ ŞI COMPARATIVE ALE JFET ŞI BJT 71
7.3 MOSFET-UL DECREMMENTAL 72
7.3.1 CONSTRUCȚIA DE BAZĂ A NMOS DECREMENTAL 73
7.3.2 CARACTERISTICI DE BAZĂ ŞI DE TRANSFER PENTRU NMOS DECRETUL 73
7.3.3 74 MOSFET DESCRESCĂTOR CU CANAL P.....

7.4 75 DE TIP INCREMENTAL .....

7.4.1 CONSTRUCȚIE DE BAZĂ 75
7.4.2 FUNCȚIONAREA ȘI CARACTERISTICI DE BAZĂ PENTRU MOSFET-UL INCREMENTAL 76
7.4.3 77 de tip incremental cu canal P .....
7.5 RECOMANDĂRI DE PROTECȚIE PENTRU UN MOSFET 77
7.6 FET-ul vertical cu oxid de siliciu. VMOS 78
7.7 Aranjament MOSFET complementar. CMOS 79

CAPITOLUL 8. POLARIZAREA FET 80

8.1 ANALIZA FET S 80
8.2 82 CU POLARIZAȚIE DC.....
8.3 ANALIZA MOSFET-ULUI 86
DE TIP DESCRESAT CU POLERIZAȚIE DC
8.4 PROIECTAREA AMPLIFICATOARELOR CU FET-URI 88

CAPITOLUL 9. INTRODUCERE ÎN AMPLIFICATOARELE CU TRANZISTOR. MODELE CU SEMNAL MIC 91

9.1 CIRCUITE AMPLIFICATOARE CU TRANZISTOR 91
9.1.1 MODEL ECHIVALENT AL TRANZISTOARELOR BIPOLARE PENTRU ANALIZA CURENȚEI ALTERNATIVE 91
9.2 PARAMETRII CIRCUITULUI CU DOUĂ PORTURI 92
9.3 MODELUL RE AL TRANZISTORULUI BJT 93
9.3.1 MODEL r e PENTRU CONFIGURAȚIA BAZEI COMUNE ..... BJT 93
9.3.2 MODEL r e PENTRU CONFIGURAȚIA EMITORULUI COMUN ..... BJT 94
9.3.3 MODEL r e PENTRU CONFIGURAȚIA COLECTORULUI COMUN BJT95
9.4 MODEL HIBRID ECHIVALENT PENTRU BJT 95
9.4.1 DEFINIȚIA PARAMETRILOR HIBRIZI 95
9.4.2 PARAMETRILOR HIBRIZI 98

CAPITOLUL 10. CONFIGURAȚII COMPUSE 101

10.1 CONEXIUNI CIRCUIT 101
10.1.1 CONEXIUNE ÎN CASCADĂ. AMPLIFICARE 101
10.1.1.1 CONEXIUNE ÎN CASCADĂ ..... BJT 101
10.1.1.2 CONEXIUNE ÎN CASCADĂ FET102
10.1.1.3 CONEXIUNEA ÎN CASCADĂ A COMBINAȚIEI FET-BJT103
10.1.2 CASCODE 105
10.1.3 CONEXIUNEA DARLINGTON A BJT 106
10.1.4 Conexiune CMOS complementară. Invertor logic CMOS 106
10.2 CIRCUITE SPECIALIZATE 107
10.2.1 CIRCUITUL SURSĂ DE CURENT 107
10.2.2 CIRCUIT OGLINZI CURENT 109
10.2.3 CIRCUIT AMPLIFICATOR DIFERENȚIAL 110
10.2.3.1 POLARIZARE AMPLIFICATOR DIFERENȚIAL ÎN DC 111
10.2.3.2 POLARIZARE AMPLIFICATOR DIFERENȚIAL AC 112
10.2.4 113 PENTRU AMPLIFICATOR DIFERENȚIAL BIFET, BIMOS ȘI CMOS.....

CAPITOLUL 11. AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE 115

11.1 INTRODUCERE ÎN AMPLIFICATORUL OPERAȚIONAL DE BAZĂ. 741C 115
11.1.1 ÎNCAPSULAT 116
11.1.2 SIMBOLURI ȘI TERMINALE 116

11.1.3 NOMENCLATURA AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE 117
11.2 FUNCȚIONAREA AMPLIFICATORULUI OPERAȚIONAL DE BAZĂ 118
11.2.1 OPERAȚIONAL IDEAL 120
11.3 CIRCUITE PRACTICE CU AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE 120
11.3.1 PARAMETRI DE DEVIERE REALI AI AMPLIFICATORULUI OPERAȚIONAL 122
11.3.2 PARAMETRI DE FRECVENȚĂ 122
11.3.2.1 FRECVENȚĂ SAU LĂȚIME DE BANDĂ CU AMPLIFICARE UNITARĂ 122
11.3.2.2 TIMP DE RĂSPUNS 123
11.3.2.3 FRECVENȚĂ MAXIMĂ A SEMNALULUI 123
11.3.3 ALȚI PARAMETRI 123

CAPITOLUL 12. AMPLIFICATOARE DE PUTERE 124

12.1 CLASIFICAREA AMPLIFICATOARELOR DE PUTERE 124
12.2 ANALIZA AMPLIFICATORULUI DE PUTERE 124
12.2.1 CONSIDERAȚII DE ANALIZĂ 124
12.2.2 125 AMPLIFICATOR DE PUTERE CLASA A ALIMENTAT ÎN SERIE.....
12.2.3 AMPLIFICATOR DE PUTERE CLASA A CUPLAT CU TRANSFORMATOR 127
12.2.3.1 EFICIENȚĂ TEORETICĂ MAXIMĂ 129

CAPITOLUL 13. CIRCUITE INTEGRATE LINIARE DIGITALE 130

13.1 COMPARATOARE DE TENSIUNE 130
13.1.1 COMPARATOR DE TENSIUNE CU AMP OP ..... EL 741 130
13.1.2 Circuit integrat comparator de tensiune . LM31 1131
13.1.3 Circuit integrat comparator de tensiune LM339 132
13.2 CONVERTOARE DIGITAL-ANALOG ŞI ANALOG-DIGITAL 132
13.2.1 CONVERTOR DIGITAL-ANALOG 132
13.2.1.1 .....D
AC DE CI. AD7524 133
13.2.1.2 .....D
AC DE CI. DAC0830 133
13.2.2 CONVERTOR ANALOG-DIGITAL 134
13.2.2.1 134 ADC cu rampă digitală .....
13.2.2.2 ADC de aproximare succesivă. CI ADC0804 135
13.3 CRONOMETRUL. IC NE555, TLC555 136
13.3.1 UTILIZAREA CI 555 CA MULTIVIBRATOR ASTAB 137
13.4 Oscilatorul controlat în tensiune. Circuit integrat LM566 139
13.5 GENERATOARE DE SEMNAL. IC ICL8038, XR8038 140
13.5.1 GENERATOR DE FORME DE UNDĂ CU CIRCUIT INTEGRAT. 8038 140

CAPITOLUL 14. OSCILOSCOPUL 143

14.1 COMPONENTELE OSCILOSCOPULUI 143
14.1.1 Tubul catodic 143
14.1.2 Circuit de baleiaj orizontal sau bază de timp 143
14.1.3 Amplificator de semnal de intrare 143
14.1.4 Ecranul unui osciloscop 144
14.2 MĂSURAREA UNUI SEMNAL DE TENSIUNE CU UN OSCILOSCOP 144

CAPITOLUL 15. ANEXE 146

15.1 TABELE CU REZISTOANE ŞI CONDENSATOARE COMERCIALE 146

PREFAŢĂ

Această lucrare a servit inițial ca ghid pentru autor în studiul *analizei circuitelor electronice* și ca mijloc de înțelegere a conceptelor fizice care stau la baza elementelor de circuit. Mai exact, sunt analizate următoarele elemente de circuit: *diode, tranzistoare, amplificatoare și unele circuite integrate*. Fiecare subiect este prezentat conceptual, urmat de o analiză matematică a modelelor care îl reprezintă.

Informațiile conținute în această lucrare sunt rezultatul unui studiu meticulos al diverselor surse bibliografice. Autorul a avut ocazia să lucreze în *industria auto, în special în proiectarea, fabricarea și asamblarea componentelor electronice* . Printre responsabilitățile sale s-au numărat dezvoltarea de software pentru inginerii de testare electronică, precum și pentru inginerii de proces și control al schimbărilor. Cititorul trebuie să rețină că multe circuite complexe, inclusiv circuitele integrate, sunt compuse din elementele de circuit de bază prezentate aici. Merită subliniat faptul că scopul final al creării de dispozitive inteligente este de a oferi confort și securitate societății.

IE Arcenlo Brito Hernández
arcebrito@gmail.com

August 2011

Această lucrare este distribuită gratuit în sprijinul cunoașterii libere.

1 SISTEME AUTO CONTINENTALE
http://www.conti-oniine.com

CONVENȚII ȘI CONCEPTE CHEIE

Pe parcursul acestei lucrări se vor utiliza următoarele convenții și generalități; faceți referire la ele așa

cum sunt citate în text.

***Anod** (+)*. Într-un dispozitiv cu două terminale, acesta este terminalul cu potențialul mai pozitiv. Într-o diodă, este terminalul P.
***Catod** (-)*. Într-un dispozitiv cu două terminale, acesta este terminalul cu potențialul mai negativ. Într-o diodă, este terminalul N.
Într-un ***grafic al caracteristicilor*** unui dispozitiv , axa x (abscisă) reprezintă *tensiunea,* în timp ce axa y (ordonată) reprezintă curentul . Acest grafic asociază două variabile pentru dispozitivele cu două terminale (diode); cu toate acestea, asociază trei variabile pentru dispozitivele cu trei terminale (tranzistoare). În acest caz, graficul complet constă dintr-un set de curbe caracteristice care arată modificările tensiunii (V, I) atunci când o a treia variabilă (de exemplu, I _B) este menținută constantă.
Curgerea convențională a curentului . Atât în electricitate, cât și în electronică, s-a presupus că curentul electric este produs de fluxul de sarcini pozitive; adică, atunci când o sarcină (impedanță) este conectată la bornele unei surse de tensiune, sarcinile pozitive se deplasează de la borna cu potențial mai mare (+) la borna cu potențial mai mic (-). Cu toate acestea, natura reală a curentului electric impune ca purtătorii de sarcină negativi (e-) să se deplaseze de la catod (-) la anod (+).
Notație cu indice dublu . Este o notație abreviată care exprimă: Vab = Va - Vb, unde Va și Vb sunt tensiunile în punctele a și b față de punctul comun (de obicei, masa), în orice rețea.
Polarizare . În cea mai simplă concepție , *se* referă la actul de aplicare a unei diferențe de potențial la capetele unui dispozitiv electronic prin intermediul unei surse de tensiune, care poate fi curent continuu sau curent alternativ.
Regiunea de epuizare . Într-un dispozitiv electronic semiconductor, aceasta este regiunea (zona) care nu are purtători de sarcină liberi și, prin urmare, nu poate conduce electricitatea. Această regiune se extinde sau se contractă atunci când capetele sale sunt supuse unei diferențe de potențial.
Un ***punct de funcționare*** definește un punct stabil Q (sau punct de lucru) prin intersecția a două grafice, graficul caracteristicii dispozitivului și linia dreaptă care reprezintă configurația circuitului, obținută dintr-o analiză de circuit.

Capitolul 1. INTRODUCERE ÎN ELECTRONICĂ

Electronica este o disciplină aplicată derivată din electricitate și fizică, care cuprinde o gamă largă de activități legate de *generarea și transmiterea informațiilor* **prin** *semnale* electrice . Aplicarea tehnicilor electronice are ca rezultat dezvoltarea de *sisteme electronice* capabile să manipuleze semnale și să genereze informații. Sistemele electronice sunt formate din *circuite specializate* , care la rândul lor sunt alcătuite din elemente fizice numite *dispozitive electrice pasive* (rezistoare, condensatoare, inductoare) și *dispozitive electronice active* (diode, tranzistoare, amplificatoare, regulatoare, decodoare, microprocesoare etc.).
microcontrolere etc.)

1.1 DISPOZITIVE ELECTRONICE

Inițial, dispozitivele electronice erau cunoscute sub numele de *valve,* deoarece erau proiectate din *tuburi vidate* (diode, triode, tetrode, pentode etc.). În prezent, dispozitivele sunt proiectate în stare solidă *(circuite integrate monolitice)* profitând de ușurința relativă cu care *materialele semiconductoare* își pot schimba capacitatea conductivă atunci când sunt supuse unor *tehnici speciale de dopare.*

circuit discret este unul format din **componente de bază** (rezistoare, condensatoare, diode și

tranzistoare) și ale cărui componente sunt obținute separat și lipite împreună pe o placă de circuit imprimat. **Circuitele integrate (CI) sunt** circuite (analogice, digitale sau analog-digitale) care sunt prezentate într-o capsulă sigilată, din care doar terminalele sunt vizibile. Există o mare varietate de circuite integrate de toate tipurile, de la cele mai simple (porți, amplificatoare integrate) până la cele mai complexe (temporizatoare, microprocesoare, microcontrolere etc.).

1.2 CLASIFICAREA CIRCUITELOR INTEGRATE

Un **circuit integrat** (IC) este fabricat prin îmbinarea unor dispozitive individuale, cum ar fi tranzistoare, diode, condensatoare și rezistențe, pe un singur cip de siliciu. Aceste componente sunt conectate între ele prin fire subțiri de aluminiu depuse pe suprafața cipului.
Componentele sunt încapsulate într-o singură componentă, dând un aspect similar cu cel prezentat în Figura 1.1.

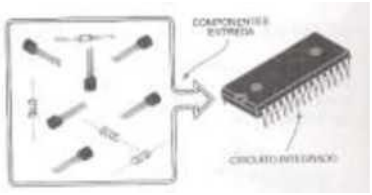


Figura 1.1 *circuito integrado típico*

1.2.1 TIPURI DE CIRCUITE INTEGRATE

Pe baza tipului de semnal pe care îl procesează, circuitele integrate sunt clasificate în circuite integrate analogice, circuite integrate digitale și circuite integrate analog-digitale. Un **semnal analogic** este orice semnal a cărui formă de undă este continuă, are un maxim și un minim și nu este întreruptă; de exemplu, o undă sinusoidală. Un **semnal digital** este un semnal discontinuu sub formă de impulsuri; de exemplu, o undă pătrată.

Circuitele integrate analogice , numite și ***circuite liniare*** , produc, amplifică sau răspund la tensiuni variabile; adică, în acest tip de circuit integrat, atât magnitudinea semnalelor de intrare, cât și cea de ieșire sunt importante. Toate circuitele integrate liniare sunt fabricate folosind tranzistoare. Circuitele integrate analogice includ amplificatoare, temporizatoare, oscilatoare și regulatoare de tensiune.

Circuitele integrate digitale , numite și ***circuite logice*** , răspund la sau produc semnale care au doar două niveluri de tensiune: ridicat și scăzut. Toate circuitele integrate logice sunt realizate din porți logice, care sunt circuite formate dintr-o combinație de rezistențe și diode sau rezistențe și tranzistoare. Circuitele integrate digitale includ microprocesoare, microcontrolere, memorii etc.

Circuitele integrate analog-digitale (CD) combină circuite analogice și digitale pe un singur cip. Exemplele includ comparatoare, convertoare digital-analogice, circuite de interfață, temporizatoare, oscilatoare controlate în tensiune (VCO) și bucle de urmărire a fazei.

1.2.2 ÎNCAPSULARARE CIRCUITE INTEGRATE

Cele mai comune tipuri de ambalaje în care sunt prezentate circuitele integrate sunt enumerate mai jos:

Capsulă DIP . Aceasta este cea mai comună capsulă, constând din două rânduri paralele de pini distribuiți pe ambele părți ale circuitului integrat. În această capsulă, pinii circuitului integrat trec prin *placa cu circuite imprimate* (PCB) și sunt lipiți pe partea inferioară. A se vedea Figura 1.2(a).
Ambalare SMT . Aceasta se numește *tehnologie de montare la suprafață (SMT)* și constă în ambalaje ai căror pini nu trec prin circuitul integrat și, prin urmare, sunt lipiți la suprafață. Pe baza numărului de

pini, acestea sunt clasificate în ambalaje cu contur mic (SO) (8, 14 și 16 pini) și ambalaje cu contur mare (SOL) (16, 18, 20, 24 și 28 pini). Sunt fabricate atât din plastic (mai economic), cât și din ceramică (mai robust). A se vedea Figura 1.2(b).

Capsulă TO-5 . Acest tip de capsulă este fabricată din metal și este foarte robustă; cu toate acestea, utilizarea sa este limitată de spațiul disponibil pe circuitul integrat. Vezi Figura 1.2(c).

Capsulă LCC . Aceasta constă dintr-un circuit integrat ceramic care nu are conexiuni proeminente pentru conectarea la PCB; din acest motiv, se numește *suport de cip fără conexiuni (LCC)*. Conexiunea LCC se realizează atât mecanic, cât și electric prin lipire. Figura 1.2(d) prezintă modul corect de conectare a unui LCC la PCB.

Carcasă PLCC. Acest tip de carcasă a fost introdusă în 1980 ca alternativă la LCC. Constă din terminale proeminente, îndoite în sus, în formă de J inversat. Carcasele PLCC sunt disponibile cu 20, 28, 44, 52 și 84 de terminale în ambalaje din plastic. A se vedea Figura 1.2(e).

Figura 1.2 *Tipuri de încapsulare*

a) DIP	*b) SMT*	*c) TO-5*	*d) Compania de curierat rapid*	*e) PLCC*

1.3 SEMICONDUCTORUL: MATERIALUL CARE A REVOLUȚIONAT ELECTRONICA

Un ***conductor*** este un material care permite un flux considerabil de curent atunci când o sursă de tensiune este aplicată la bornele sale; acestea posedă 1 până la 2 electroni de valență [2]. Exemple: aur (Au), argint (Ag), cupru (Cu), aluminiu (Al) etc.

Un ***izolator*** sau un dielectric prezintă un nivel mult mai scăzut de conductivitate atunci când este supus unei surse de tensiune. Acestea au o bandă de valență aproape completă (8 electroni în cazul gazelor nobile); în general, sunt nemetale.

Un ***semiconductor*** *este* un material a cărui conductivitate se situează între cea a unui dielectric și cea a unui conductor. Acestea sunt materiale cu valență 4; exemplele includ bor (B), siliciu (Si), germaniu (Ge), arsenic (As) și antimoniu (Sb).

Rezistența unui material este definită ca:

$$R = P\text{-}L \quad A \qquad (0) \qquad (1.1)$$

Donde la resistividad de un trozo de material de sección A y longitud l es la constante de proporcionalidad p

$$P = R\text{-}A \qquad (0\text{-cm}) \qquad (1.2)$$

Inversa rezistivității este cunoscută sub numele de *conductivitate: a* = 1/ p

Tabelul 1.1 este un tabel comparativ al rezistivităților diferitelor materiale. A doua coloană prezintă cele mai utilizate materiale semiconductoare în proiectarea dispozitivelor electronice: *siliciu* (Si) și *germaniu* (Ge). Aceste materiale au o structură atomică așa cum este ilustrată în Figura 1.4. La temperaturi obișnuite, atomii de siliciu se leagă prin partajarea perechilor de electroni prin *legături covalente*. Fiecare atom de siliciu este înconjurat de opt atomi vecini (vezi Figura 1.5). În plus, aceștia formează grupuri simetrice numite *monocristale,* așa cum se arată în Figura 1.3. Aceste monocristale formează împreună rețele cristaline. Același model este caracteristic germaniului (Ge).

Tabelul 1.1 Rezistența (ρ) a materialelor electrice reprezentative

Șofer	Semiconductor	Dielectric
Argint	Germaniu	Sticlă
1,62x10^{-6} Ω-cm	50 Ω-cm	10 ^{10} până la 10 ^{14} Ω-
cupru	Siliciu	Mică
1,69x10^{-6} Ω-cm	50x10^{3} Ω-cm	10 ^{12} Ω-cm

[2] Electronii de valență sunt cei situați în nivelul energetic sau învelișul cel mai exterior față de nucleul atomic. Acești electroni sunt responsabili pentru forțele electromagnetice (legăturile) dintre atomi.

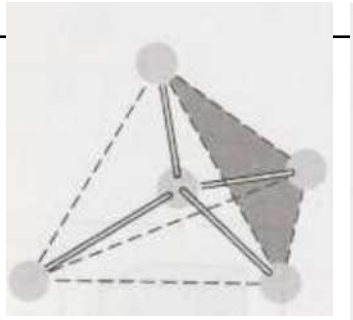


Figura 1.3 *Estructura de monocristal del Germanio y silicio*

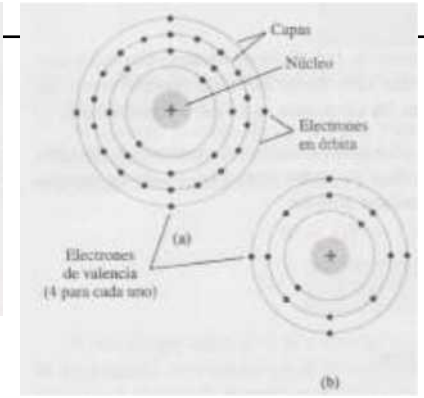


Figura 1.4 *Estructura atómica:*
(a) *Germanio*
(b) *(b) silicio*

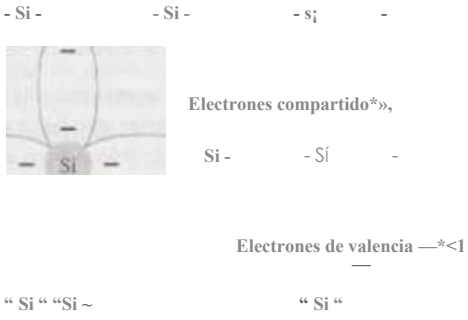


Figura 1.5 *Enlace covalente para el átomo de silicio*

Materialele intrinseci sunt semiconductori care au fost rafinați cu atenție cu scopul de a reduce impuritățile la un nivel foarte scăzut.

Doparea semiconductorilor

Doparea este actul de adăugare a impurităților la un material semiconductor pentru a-i crește conductivitatea electrică.

Există două tipuri de dopanți:
Doperii *acceptori* sunt materiale trivalenți care au ca rezultat *semiconductori de tip p,* în care purtătorii majoritari sunt goluri. Exemple: bor (Bo), galiu (Ga), indiu (In).

Doperii *donori* sunt materiale pentavalente care au ca rezultat *semiconductori de tip n,* în care purtătorii majoritari sunt electronii. Exemple: arsenic (As), antimoniu (Sb), fosfor (P).

Un material extrinsec este un semiconductor care a suferit un *proces de dopare*. Semiconductorii de tip Py și de tip n sunt exemple de semiconductori extrinseci.

1.4 NATURA CONDUCTIVĂ A SEMICONDUCTORULUI

Teoria benzilor

Din principiile electricității știm că un electron orbitează în jurul nucleului datorită acțiunii a două forțe opuse aflate în echilibru, o forță electrică centripetă (îndreptată spre nucleul atomului și dată de legea lui Coulomb: $F = qE = Z^*e^2 / r^2$) și o forță centrifugă (îndreptată departe de nucleu $F' = m^*v^2 / r$), aceasta conform modelului prezentat de Niels Bohr în 1913.

Bohr a reușit să prezică energia asociată unui anumit electron situat în *nivelul de energie n (sau numărul cuantic principal),* modelul matematic fiind:

$$E = \frac{2\pi^2 m Z^2 e^4}{n^2 h^2} \quad * \quad (1.3)$$

Unde:

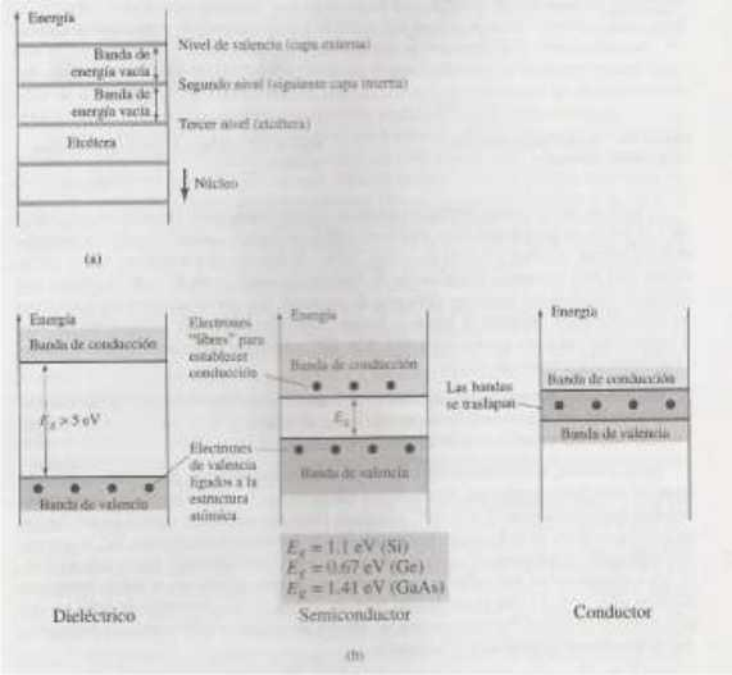
E = energia asociată unui electron care orbitează pe nivelul de energie n
m = masa electronului = $9{,}11 \times 10^{-31}$ kg .
Z = numărul atomic = numărul total de electroni = numărul total de protoni din nucleu e = sarcina electronului = $1{,}6 \times 10^{-19}$ C
n = numărul cuantic principal (1, 2, 3, 4, 5, 6 sau 7)
n = constantă Pi = 3,1416
h = constanta lui Planck = $6{,}63 \times 10^{-34}$ J *sec

Teoria care explică legăturile atomilor în cristalele metalice a fost propusă de F. Bloch în 1928 și se bazează pe mecanica cuantică. În această *teorie a benzilor,* toți electronii dintr-un atom cu niveluri de energie complet umplute sunt considerați în esență localizați, adică legați de atomii cu care se asociază. Pe de altă parte, electronii de valență din nivelurile de energie neumplute sunt considerați liberi și se mișcă într-un câmp potențial care se extinde la toți atomii prezenți în cristal. Orbitalii acestor electroni liberi dintr-un atom se pot suprapune cu cei ai altora pentru a crea orbitali moleculari delocalizați care formează legături între toți atomii prezenți și care sunt cunoscuți sub numele de *orbitali de conducție*.

Teoria menționată anterior (Teoria Benzilor) stă la baza explicării comportamentului materialelor semiconductoare. După cum se arată în Figura 1.6, partea (a) prezintă nivelurile de energie ale unui atom dat. Partea (b) compară aceste benzi pentru cele trei tipuri de materiale în funcție de clasificarea lor electrică: dielectrici, semiconductori și conductori. În această secțiune, se poate observa *diferența de energie (Eg)* care trebuie depășită pentru ca electronii de valență să sară în banda de conducție. Energia necesară pentru această acțiune este cunoscută sub numele de *energie de ionizare sau potențial* . Valorile asociate pentru diferiți semiconductori pot fi găsite în aceeași figură. Rețineți că valorile sunt date în *eV,* unitatea de energie definită mai jos:

$1\ eV = 1{,}6 * 10^{-19}\ J$ * (1.4)

Figura 1.6 *Niveluri de energie.*

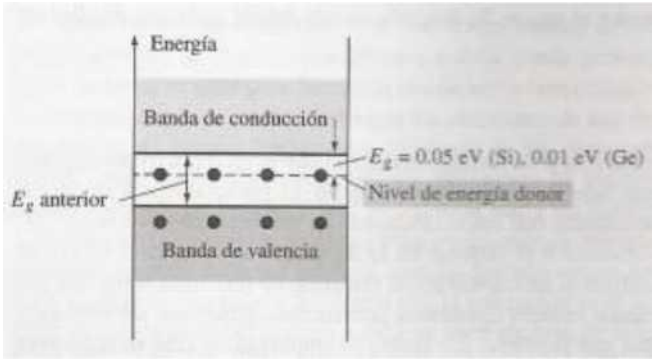


(a) niveluri discrete în structuri atomice izolate;
(b) benzile de conducție și valență pentru un dielectric, un semiconductor și un conductor

Efectul **creșterii temperaturii** într-un material semiconductor provoacă o creștere a energiei în materialele semiconductoare, provocând ca electronii din bandă Valencia dobândește suficientă energie pentru a abandona respectiva trupă și a transmite laudele către condus.

Efectul **dopării unui material cu impurități** poate fi observat în Figura 1.7. Rețineți că în banda interzisă apare un nivel discret de energie (numit *nivel donor) cu o energie* ***Eg*** *(* ***energie de ionizare*** *)* mult mai mică decât cea a materialului intrinsec.

Figura 1.7 *Efectul impurităților donoare asupra structurii benzilor de energie.*



Capitolul 2. DIODA

În 1904, Fleming a inventat dioda, pe care a numit-o valvă. Aceasta consta dintr-un filament încălzit, emițător de electroni, în interiorul unui tub vidat, la mică distanță de o placă. În funcție de direcția pozitivă sau negativă a plăcii, curentul curgea într-o singură direcție.

2.1 DIODA IDEALĂ

Studiul dispozitivelor electronice va începe prin prezentarea celei mai simple dintre ele: *dioda. Dioda idealã* [3]este un dispozitiv cu două terminale, anod (+) și catod (-). Figura 2.1 prezintă atât simbolul, cât și caracteristicile sale.

Caracteristicile unei diode ideale sunt următoarele.

- *Permite curentului să curgă într-o singură direcție.*
- *Reprezintă un circuit închis în regiunea de conducere*
- *Reprezintă un circuit deschis în regiunea neconductoare*

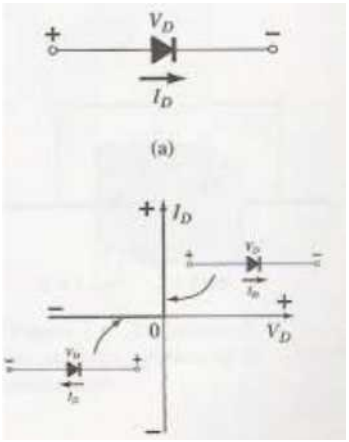


Figura 2.1 *Diodo Ideal: (a) símbolo; (b) características*

2.2 DIODA SEMICONDUCTOARE. CARACTERISTICI ȘI POLARIZARE

O diodă semiconductoare se formează prin unirea a doi semiconductori extrinseci de tip pyn din același material (Si sau Ge). Punctul de joncțiune se numește *regiune de epuizare,* denumită astfel din cauza lipsei purtătorilor de sarcină din acea regiune, ca urmare a combinării electronilor și golurilor din acel punct.

Polarizare

Când terminalele unui material semiconductor extrinsec sunt supuse unei diferențe de potențial (se spune că se află într-o stare polarizată), se stabilește un câmp electric în interiorul materialului, determinând particulele de material de tip p să fie atrase spre potențialul mai negativ, în timp ce particulele de material de tip p sunt atrase spre potențialul mai negativ.
Materialele de tip n sunt atrase spre terminalul cu un potențial mai pozitiv; acest fapt este un
Principiul fundamental al electricității: *sarcinile diferite se atrag, sarcinile opuse se resping.*

Un fenomen analog are loc atunci când un material neconductor este supus unui câmp electric intens; moleculele se polarizează (+/-) și se aliniază în raport cu câmpul de potențial, respectând principiul enunțat mai sus.

Există trei posibilități de polarizare pentru o diodă: fără polarizare, polarizare inversă și polarizare

[3] Termenul *ideal* se referă la dispozitive sau sisteme care au caracteristici ideale, adică perfecte din toate punctele de vedere.

2.2.1 FĂRĂ POLARIZARE (Vd = 0)

În acest caz, nu există nicio presiune (potențial) care să forțeze purtătorii de material să curgă, deci nu există conducție electrică în niciuna dintre direcții.

2.2.2 POLARIZARE DIRECTĂ (Vd > 0)

O sursă de tensiune aplicată la bornele diodei cu polaritate pozitivă pe partea P a diodei și polaritate negativă pe partea N a diodei (vezi Figura 2.2) determină pornirea diodei și intrarea în stare de conducție, prin reducerea regiunii de epuizare.

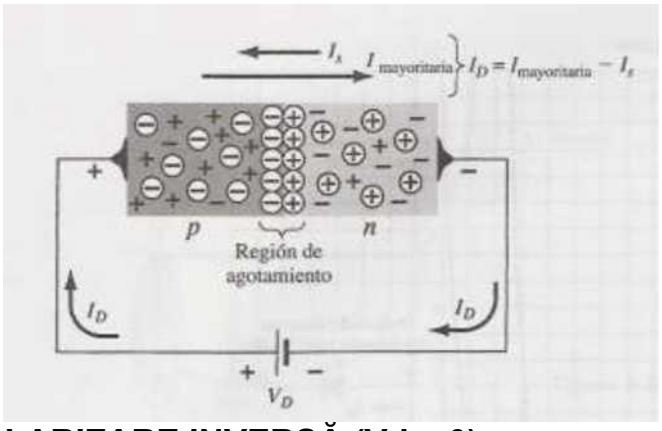


Figura 2.2 *unión p-n bajo polarización directa*

2.2.3 POLARIZARE INVERSĂ (Vd < 0)

Când dioda este conectată așa cum se arată în Figura 2.3, aceasta se află sub polarizare inversă (p (-) și n (+)). În acest caz, un curent mic, neglijabil, de ordinul a 10^{-9} A pentru siliciu și 10^{-6} A pentru germaniu, circulă în *direcția n-p;* acest curent este cunoscut sub numele de *curent de saturație invers.*

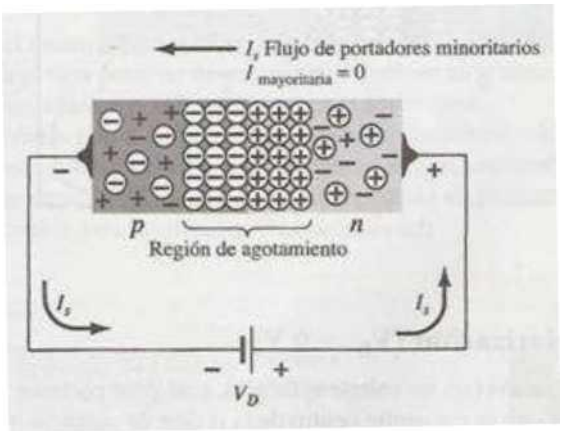


Figura 2.3 *Unión p-n bajo polarización inversa*

2.2.4 MODELUL MATEMATIC AL DIODEI

Modelul matematic care reprezintă starea de conductivitate a diodei este următorul: $I_D = IS\ (e^{kVd/Tk}) - 1)$ (2.1)

Unde I _S = curentul de saturație invers. Este curentul care se formează atunci când dioda este

Când este polarizat invers, acest curent este minim și rămâne așa până când se atinge regiunea Zener, adică până când tensiunea inversă depășește valoarea PIV (tensiune inversă de vârf) a diodei.

k = 11.600/n, n = 1 pentru Ge și yn = 2 pentru Si pentru niveluri relativ scăzute ale

curentului de diodă (la sau sub *punctul de inflexiune* al curbei) și yn = 1 atât pentru Ge, cât și pentru Si pentru niveluri mai ridicate ale curentului de diodă (în *secțiunea cu creștere rapidă* a curbei caracteristice)
Tk = Tc + 273°

Ecuația 2.1 este reprezentată grafic și comparată cu curba unei diode reale în Figura 2.4. Observați deplasarea graficului real spre dreapta față de cel din ecuația 2.1; aceasta se datorează adunării tensiunii datorate *rezistențelor de contact* și *rezistenței interne a corpului diodei* .

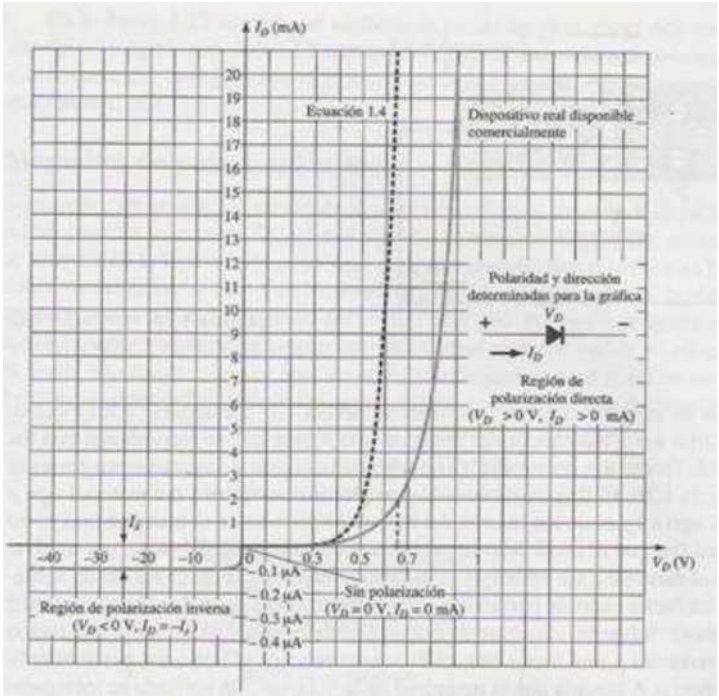
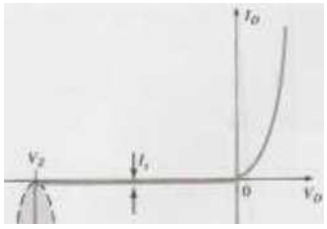


Figura 2.4 *Caracteristicile diodei semiconductoare din siliciu*

2.2.5 REGIUNEA ZENER ȘI TENSIUNEA DE VÂRF INVERSĂ

Așa cum am menționat, atunci când dioda este polarizată invers, există doar un curent minim Is; totuși, dacă potențialul negativ continuă să crească considerabil, se atinge un punct limită numit *potențial Zener* (Vz), la care curentul crește drastic, așa cum se arată în Figura 2.5. În dispozitivele comerciale, potențialul maxim care poate fi aplicat unei diode înainte de a ajunge în regiunea Zener este cunoscut sub numele de *tensiune inversă de vârf (PIV sau PVR)*.

Notă: Când este necesar un PIV mai mare decât poate oferi o singură diodă, diodele cu aceleași caracteristici trebuie conectate în serie. Conexiunea în paralel are scopul de a crește capacitatea de transport a curentului.



eu eu
eu eu

$ ✓ Tenet

Figura 2.5 *Regiunea Zener*

2.2.6 EFECTELE TEMPERATURII

Amplitudinea curentului de saturație inversă Is se dublează pentru fiecare creștere a temperaturii cu 10 °C, vezi Figura 2.6. Rețineți din același grafic că în polarizarea directă , *potențialul* de conducție al diodei este redus (ca urmare a creșterii temperaturii).

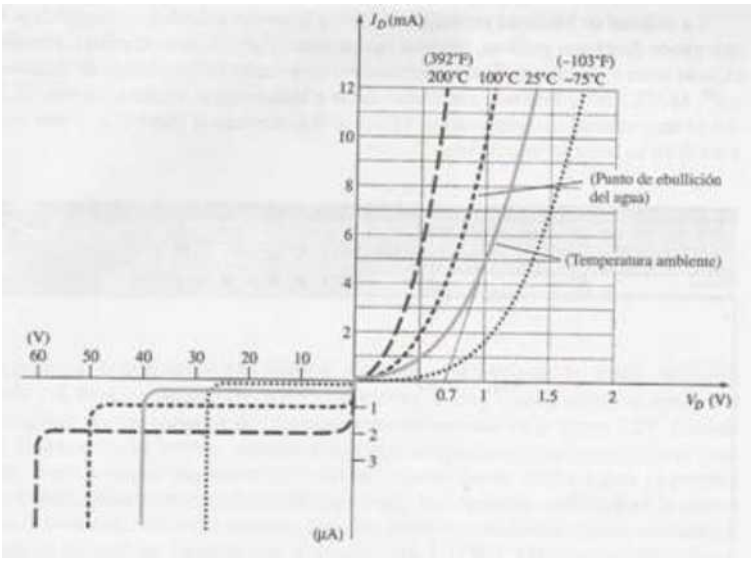


Figura 2.6
Variația caracteristicilor diodelor din cauza schimbărilor de temperatură

2.2.7 COMPARAȚIE ÎNTRE DIODE DE SILICIU ȘI DIODE DE GERMANIU

Dioda Si are un PIV, un curent nominal mai mare și un interval de temperatură mai larg decât dioda Germaniu.

Comparație între diodele Si și Ge		
Funcție	**Da**	**Ge**
PIV tipic	1000 V	400 V

Tmax	până la 200 °C sub 100 °C
Tensiune	0,7 V 0,3 V

Vt fiind potențialul minim necesar la bornele diodei pentru a iniția conducerea, atunci când este polarizată direct și se numește *potențial de conducție, prag* sau de declanșare.

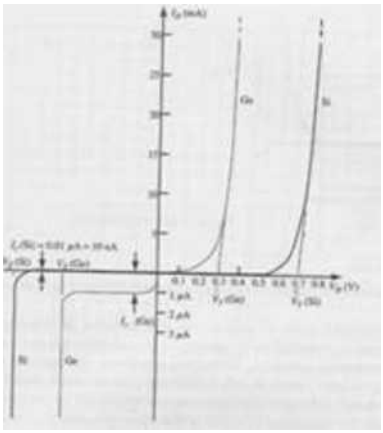


Figura 2.7 *Comparație între diodele semiconductoare Si și Ge*

2.3 NIVELURI DE REZISTENȚĂ ȘI PUNCTUL DE FUNCȚIONARE AL DIODEI

După cum se știe, relația dintre tensiune și curent R=V/I, dată de legea lui Ohm, se numește rezistență, în special într-o diodă valoarea acesteia depinde de *punctul de funcționare* (**atâta timp cât acesta este situat în regiunea de creștere rapidă a curbei, adică în vecinătatea lui Vt=0,7 volți pentru Si și 0,3 V pentru Ge**) și de tipul de *semnal aplicat*.

Valorile sau nivelurile *de rezistență* definite în secțiunile următoare corespund rezistenței la punctul de joncțiune pn al diodei.

2.3.1 REZISTENȚĂ STATICĂ. SEMNAL CD

Dacă la diodă se aplică un semnal de curent continuu (Vd), atunci se obține un semnal de răspuns de curent continuu Id (cu condiția ca o sarcină de „impedanță" să fie conectată la circuitul diodei). Aceste magnitudini definesc *rezistența de curent continuu* sau *rezistența statică* conform ecuației 2.2, vezi figura 2.8.

$$Rd = \frac{Vd}{ID} \qquad (2.2)$$

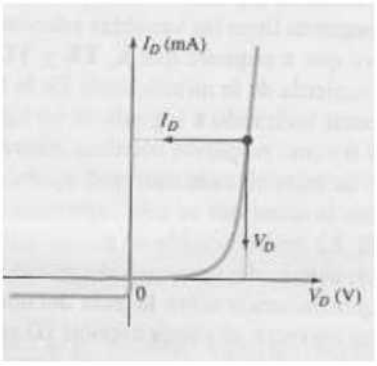


Figura 2.8 *Determinarea rezistenței de curent continuu a unei diode într-un anumit punct de funcționare*

Această relație este valabilă pentru punctele situate în regiunea de creștere verticală a curbei; la și sub punctul de inflexiune, Rd va fi mai mare.

2.3.2 REZISTENȚĂ DINAMICĂ. SEMNAL CA

Când se aplică un semnal sinusoidal, calculul lui Rd se efectuează considerând o tangentă la punctul Q, așa cum se arată în figurile 2.9 și 2.10, într-o astfel de situație *rezistența dinamică* fiind definită de:

$$Rd = \frac{Tie}{Md} \qquad (23)$$

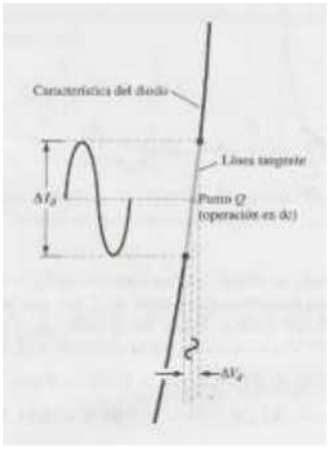


Figura 2.9 *Definiția rezistenței dinamice sau a rezistenței de curent alternativ.*

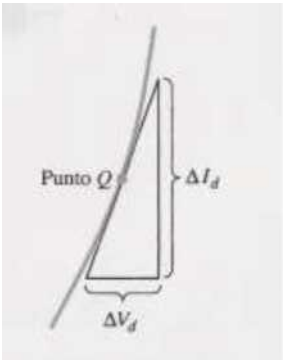


Figura 2.10 *Determinarea rezistenței de curent alternativ pentru un punct Q.*

Ecuația 2.3 este rar utilizată deoarece panta unei curbe în punctul Q este definită formal ca derivata în acel punct, ceea ce face posibilă demonstrarea faptului că *rezistența dinamică* este dată de:

$$rd' = \frac{26mV}{ID} \qquad (2.4)$$ atât pentru Si, cât și pentru Ge.

2.3.3 REZISTENȚĂ MEDIE. SEMNAL CA

Dacă semnalul sinusoidal are o amplitudine mare, atunci este necesar să se utilizeze punctele extreme în jurul cărora oscilează răspunsul I _D ÎN CURENT ALTERNATIV PENTRU A DETERMINA *rezistența medie în curent alternativ* (vezi Figura 2.11 și calculul corespunzător).

$Rav = \frac{A\ Vd}{Un\ identifiant}$ (2,5) punct la punct

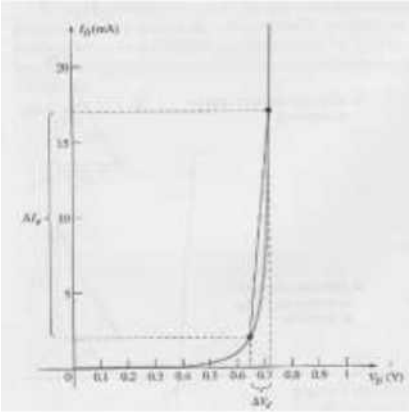


Figura 2.11
Determinarea rezistenței medii de curent alternativ între limitele indicate

2.3.4 REZISTENȚA TOTALĂ A UNEI DIODE

Rezistența totală a diodei se determină prin adunarea la *rezistența joncțiunii pn* (studiată anterior) a *rezistenței* corpului diodei și a rezistenței prezentate de conexiunea dintre materialul semiconductor și conductorul metalic extern, numită *rezistență de contact,* suma acestora din urmă fiind notată cu *rB* .

Valoarea lui rB **variază** între 0,1 ohmi pentru dispozitivele de mare putere, până la 2 ohmi pentru diodele de uz general de mică putere.

2.4 CIRCUITE ECHIVALENTE PENTRU DIODE

Un *circuit echivalent* este o combinație de elemente alese corespunzător pentru a reprezenta cel mai bine caracteristicile terminale reale ale unui dispozitiv, sistem sau similar, pentru o anumită regiune de funcționare.

De acum înainte, termenul „*model de diodă" va fi folosit* pentru a ne referi la *circuitul echivalent al diodei.* Tabelul următor prezintă pe scurt modelele de diode.

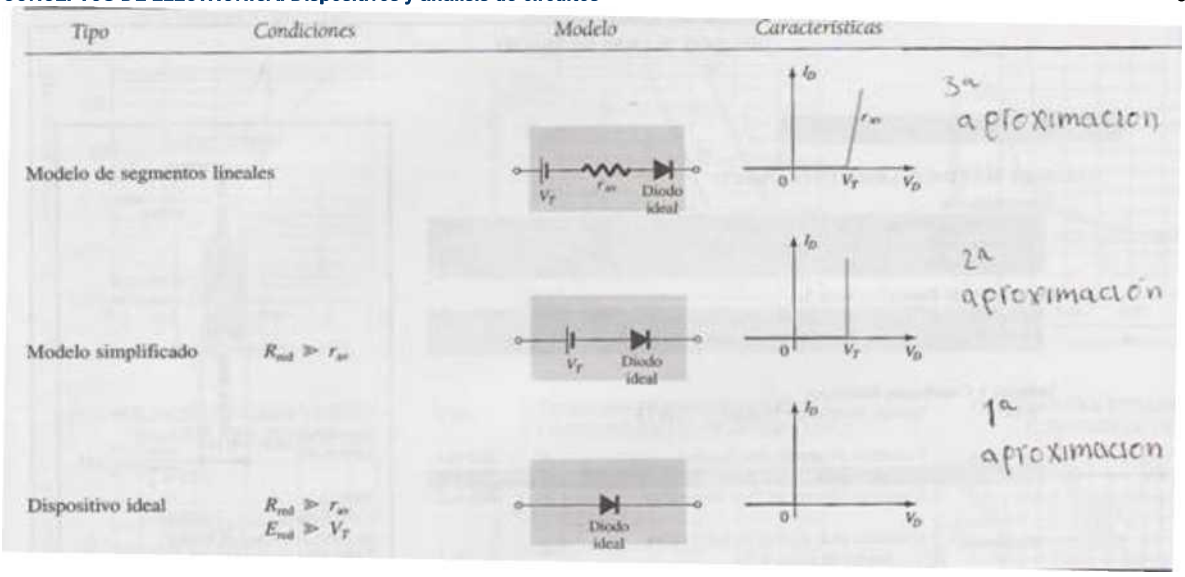


Tabla T1 Modelos de diodo

Rețineți că rezistența utilizată în modelul 1 este rezistența medie care poate fi determinată în general dintr-un punct de funcționare descris în *fișa tehnică* a dispozitivului .

De exemplu, pentru o diodă semiconductoare de siliciu, dacă If = 10 mA (un curent de conducție directă pentru diodă), când Vd = 0,8 V, atunci:

$$R \qquad \frac{V_{df} - V_c}{Eu_{sunt\ df} - I_{do}} \qquad \frac{0,8\ V - 0,7\ V}{10mA - 0mA} \qquad \frac{0,1\ V}{10mA}$$

2.5 FIȘE CU SPECIFICAȚII ALE DIODELOR

Acestea sunt fișe tehnice detaliate ale caracteristicilor diodei, limitelor de putere, tensiunii, frecvenței, temperaturii etc.

Din moment ce:

$P_{d\ max} = Vd*Id$ [Wați](2,6)

Dacă Vd este înlocuit cu 0,7 pentru siliciu, atunci puterea disipată de dioda de siliciu este:

$P_{disipat} = (0,7\ V) * Id$ [Wați] (2,7)

2.6 TIMP DE RECUPERARE INVERS

Se notează cu T_{rr} și reprezintă timpul necesar unei diode pentru a trece de la starea de polarizare directă la starea de polarizare inversă atunci când o astfel de schimbare de polaritate are loc la terminalele sale.

$Trr = Ts + Tt$ * (2.8)

Ființă:

T_S = *timpul de stocare*. Este timpul necesar purtătorilor minoritari să revină la starea lor de purtător majoritar în materialul opus; în acest interval, curentul este inversat, așa cum se arată în Figura 2.12 .

T_T = *timpul de tranziție*. Este timpul necesar pentru curentul invers *(h nv/* al Figura 2.12 este redusă la un nivel minim.

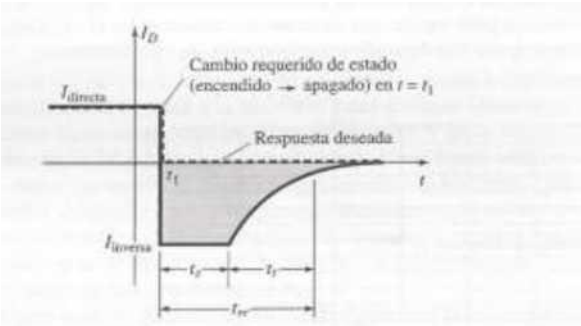


Figura 2.12 *Definición del tiempo de recuperación inverso*

2.7 DIODA ZENER

Dioda Zener este un tip de diodă proiectată să funcționeze în *regiunea Zener*. Figura 2.13 prezintă polarizarea corectă a acestei diode pentru conducție, precum și simbolul acesteia. Aceeași figură prezintă dioda semiconductoare pentru comparație.

Circuitul echivalent al diodei încorporează o rezistență dinamică *r_z* și o sursă V_{**z}** (vezi Figura 2.14(a)). Dioda Zener ideală (al cărei model nu include *r_z*) este prezentată în 2.14(b); această aproximare poate fi făcută dacă se consideră că *r_z* este de multe ori mai mic decât rezistența de sarcină. Caracteristicile electrice ale diodei Zener sunt prezentate în tabelul următor.

Caracteristicile electrice ale diodei Zener (la 25 °C)

Tensiune nominală Zener Vz (V)	*Curent de testare Izt (mA)*	*Impedanța dinamică maximă Zzt față de Izt (Q)*	*Impedanța maximă la punctul de inflexiune Zzk până la Izk (Q) (mA)*	*Curent invers maxim Ir la Vr (A)*	*Tensiunea de testare Vr (V)*	*Curent maxim de reglare Izm (mA)*	*Coeficientul de temperatură tipic (%/°C)*
10	12,5	8,5	700 0,25	10	7.2	32	+0,072

Figura 2.15 prezintă un grafic al caracteristicilor sale de testare, iar Figura 2.16 prezintă două grafice: partea (a) se referă la coeficientul de temperatură indicat în ultima coloană a tabelului de mai sus și definit de ecuația 2.9, iar partea (b) prezintă impedanța dinamică.

$$Tc = \frac{\mathrm{A}Vz}{Vz\,(T1 - T} * 100\% \quad (\%°C) \qquad (2.9)$$

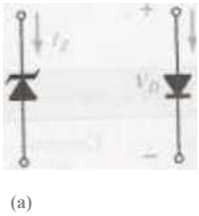


Figura 2.13 *Dirección de la conducción (a) diodo Zener; (b) diodo semiconductor*

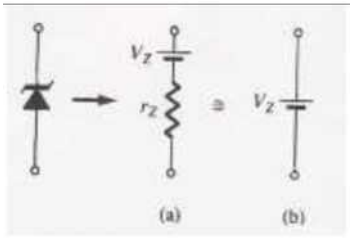


Figura 2.14 *Circuito equivalente zener (a) completo; (b) aproximado*

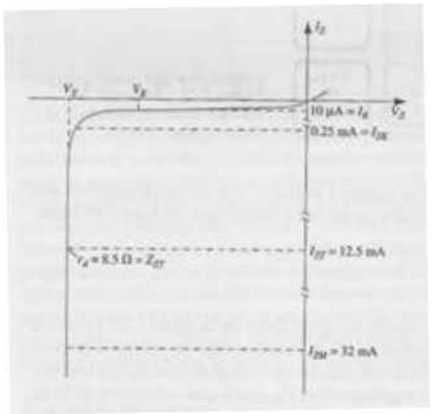


Figura 2.15 *Características de prueba de Zener*

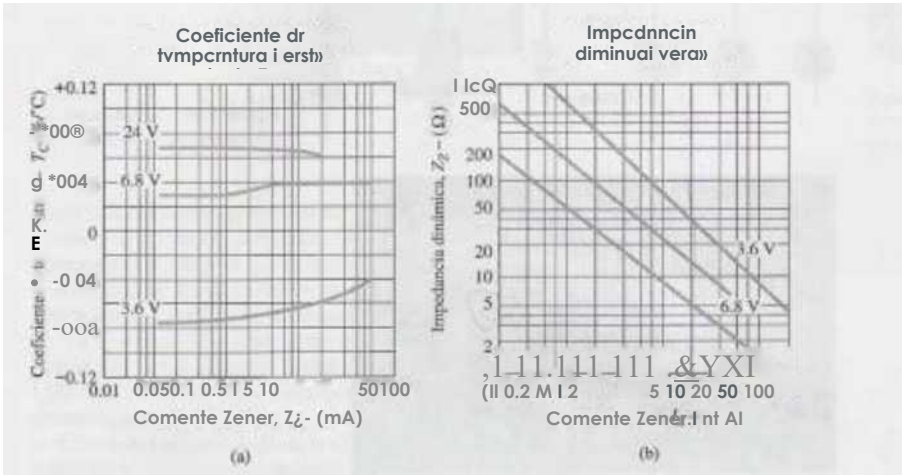


Figura 2.16 *Características eléctricas de un diodo Zener 10 V, 500 mW*

Notă: Dioda Zener este un tip special de diodă de joncțiune, fabricată din siliciu, în care tensiunea la bornele joncțiunii este independentă de curentul care curge prin ea. Datorită acestei caracteristici, diodele Zener sunt utilizate ca regulatoare de tensiune.

2.8 TESTAREA DIODELOR

Starea unei diode (defectă sau nu) poate fi verificată rapid folosind oricare dintre următoarele dispozitive:

Un multimetru cu funcție de testare a diodelor

- Selectați simbolul diodei pe multimetru
- Conectați la bornele așa cum se arată în Figura 2.17
- Dacă conexiunea este corectă și dioda nu este defectă, afișajul multimetrului va afișa tensiunea la bornele diodei, de exemplu 0,67 V.

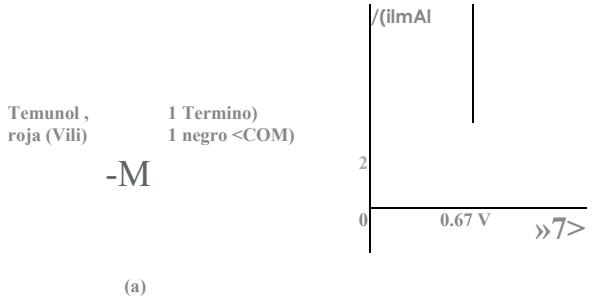


Figura 2.17 *Verificación de un diodo en estado de polarización directa*

Un ohmmetru

- Realizați conexiunile așa cum se arată în Figura 2.18 (a) și (b)
- În conexiunea (a) ar trebui să se citească un R foarte mic, iar în conexiunea (b) ar trebui să se citească un R foarte mare; dacă acest lucru este adevărat, dioda nu este defectă.

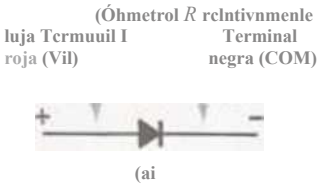


Figura 2.18 *Verificación de un diodo mediante un ohmetro.*

Un osciloscop

Acest dispozitiv ne permite să observăm forma de undă reală la ieșirea diodei.

* Consultați capitolul despre funcționarea osciloscopului pentru instrucțiuni introductive. funcționarea acestui dispozitiv.

Capitolul 3. ANALIZĂ ȘI CIRCUITE CU DIODE

În acest capitol, vom studia comportamentul diodei atât în condiții de polarizare continuă, cât și alternativă, utilizând aproximările prezentate în capitolul anterior. Utilizarea aproximărilor este justificată de faptul că dispozitivele electronice au, în general, toleranțe de eroare reale în caracteristicile lor, care compensează erorile introduse prin utilizarea aproximărilor.

3.1 *ANALIZĂ GENERALIZATĂ PRIN INTERMEDIUL LINIEI DE SARCINĂ*

Analiza liniei de sarcină este o metodă grafică ce constă în trasarea unei *linii drepte* pe *graficul caracteristic* al unui dispozitiv, astfel încât intersecția acestei linii și a curbei reprezentative să indice un *punct de funcționare* atunci când dispozitivul face parte dintr-o *rețea cu sarcină* (rezistențe de sarcină, impedanțe de sarcină etc.). În general, linia dreaptă se obține dintr-o analiză a rețelei studiate, adică din configurația circuitului.

3.1.1 DETERMINAREA PUNCTULUI DE FUNCȚIONARE AL DIODEI UTILIZÂND LINIA DE SARCINĂ

Exemplu demonstrativ. Având în vedere circuitul din figura 3.1(a) și curba corespunzătoare Caracteristica diodei din Figura 3.1(b), desenați graficul liniei de sarcină.

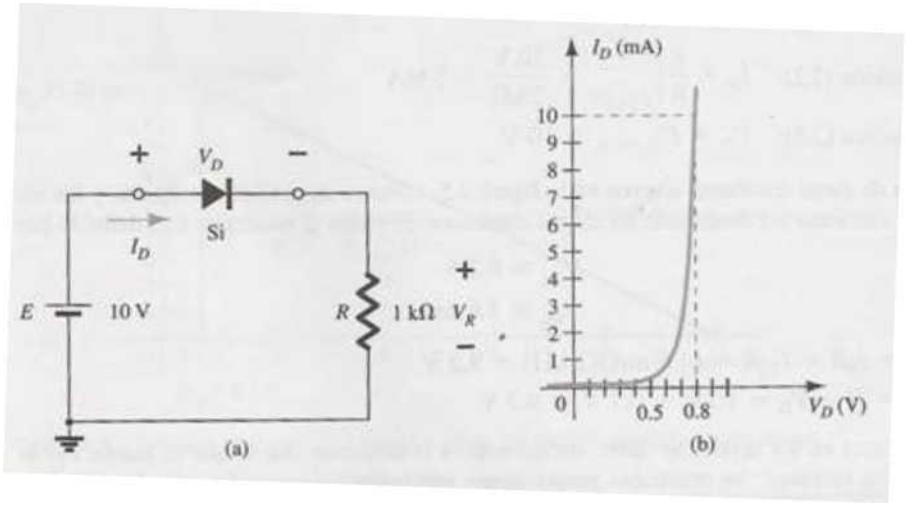


Figura 3.1 *Configuración de diodo en serie: (a) circuito; (b) características*

Soluție. Aplicând KVL circuitului, avem:

E - Vd - Vr = 0

E = Vd + Id*R (3.1a)

Ecuația 3.1a este modelul matematic al circuitului prezentat în Figura 3.1a. Pentru a găsi punctul de funcționare Q, se găsesc intersecțiile dreptei definite de Ecuația 3.1a pe axele de coordonate; aceste puncte sunt (0,Id) și (Vd,0). Adică:

Id = E /R (3.1b) când Vd = 0

Vd = E (3.1c) când Id=0

Figura 3.2 prezintă graficul liniei de sarcină pe curba caracteristică, precum și identificarea punctului de funcționare Q.

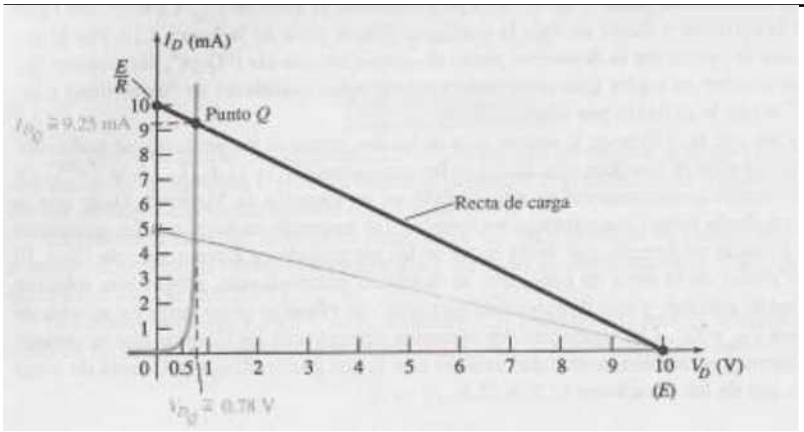


Figura 3.2 *Trasarea liniei de sarcină pentru a găsi punctul de funcționare*

3.2 *MODEL DE DIODE ÎN SCOPURI DE ANALIZĂ*

ar trebui să le includă modelul unei diode semiconductoare *polarizate prin conducție* sunt:

- O sursă de tensiune de 0,7V pentru Si și 0,3V pentru Ge cu polaritate opusă sursei EMF [4]
- Un rezistor R $_{av}$ în serie

[Notă]. O diodă este în *starea conductivă* dacă curentul stabilit de surse este astfel încât direcția sa coincide cu săgeata simbolului diodei, iar sursa de câmp electromotor este cel puțin egală cu *potențialul de conducție al diodei* (0,3 pentru Ge și 0,7 pentru Si).

Observația 2. Rețineți că sursa diodei reprezintă pur și simplu tensiunea care trebuie aplicată diodei pentru ca aceasta să intre în stare conductivă, dar această tensiune este întotdeauna prezentă la bornele diodei atunci când este prezentă sursa de câmp electromotor.

Când dioda este în *polarizare neconductoare* (uneori numită polarizare inversă), pur și simplu înlocuiți dioda cu un circuit deschis.

Alegerea adecvată a modelului depinde de aplicație; consultați tabelul T1 pentru a studia elementele fiecărui model în parte.

[4] Cuvântul EMF reprezintă Forța Electromotoare și, în acest context, este folosit pentru a indica sursele de tensiune independente existente în circuit care furnizează potențialul necesar pentru a polariza dispozitivele sau a produce curent electric în sarcini (rezistoare, impedanțe etc.)

3.3 *CIRCUITE CU DIODE POLARIZATE CU SURSE DE CC*

Analiza circuitelor cu diode este relativ simplă. Dacă țineți cont de explicațiile de până acum, veți ști că analiza se realizează prin înlocuirea simbolului diodei cu modelul corespunzător din circuit și aplicarea uneia sau mai multora dintre următoarele tehnici de bază de analiză a circuitelor:

- Aplicarea legii lui Ohm la sarcini rezistive: V=RI

- Aplicarea LVK și LCK la rețele, respectiv noduri.
- Reducerea surselor independente.
- Aplicarea teoremelor lui Thévenin și Norton
- Aplicarea principiului superpoziției

Când un semnal continuu (tensiune continuă) este aplicat diodei, se obține un semnal continuu pe diodă. Aceasta înseamnă că aplicarea unui semnal invariant în timp pe diodă produce un răspuns invariant; semnalul este conservat.

3.3.1 ȘI/SAU PORȚI LOGICE CU DIODE

Porțile logice sunt circuite utilizate pentru a combina niveluri logice (unu și zero) în moduri specifice. În ***logica pozitivă,*** un **nivel logic ridicat** (sau 1 binar) este reprezentat de o tensiune ridicată (de exemplu, 2,0 până la 5 V pentru o poartă TTL [5]sau 3,5 până la 5 V pentru o poartă CMOS), iar un **nivel logic scăzut** este reprezentat de o tensiune scăzută (de exemplu, 0 până la 0,4 V pentru o poartă TTL sau 0 până la 1,5 V pentru o poartă CMOS [6]). În ***logica negativă,*** un nivel de tensiune ridicat reprezintă un 0 binar, iar un nivel scăzut reprezintă un 1 binar.

Pentru a exprima ieșirea în funcție de intrări, se utilizează un sistem numit ***algebră booleană*** . Porțile de bază sunt: ȘI, ȘI NAND, SAU, NOR și NU (INVERSOR). În Figurile 3.3 și
3.4 Sunt prezentate circuitele de bază ale porților logice SAU și ȘI cu două terminale (A și B), construite folosind diode și rezistențe. Un ***tabel de adevăr,*** precum cel prezentat mai jos, reprezintă diferitele combinații rezultate din aplicarea nivelurilor V _A și V_B la intrările porții pentru a obține nivelul V_C la ieșire.

Tabelul de adevăr pentru porțile logice SAU și ȘI

Bilete		C = A **SAU** B	C = A ***ȘI*** *B*
LA	B.		
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	1	1

Unde: 1 = nivel înalt (+5 volți de exemplu); 0 = nivel scăzut (0 volți de exemplu)

[5] TTL este o familie de circuite integrate digitale care utilizează **logica tranzistor-tranzistor** în proiectarea circuitelor logice.

[6] **complementar metal-oxid-semiconductor** cu efect de câmp pentru proiectarea circuitelor logice.

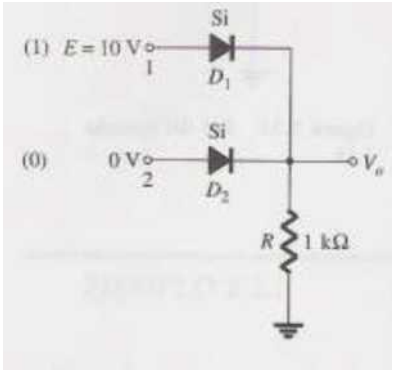


Figura 3.3 *Compuerta OR de lógica positiva*

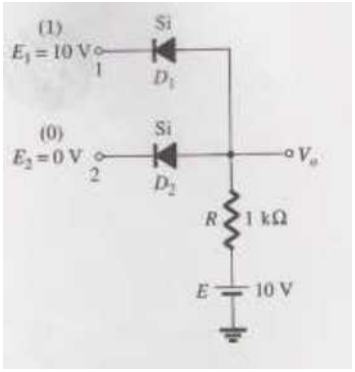


Figura 3.4 *Compuerta AND de lógica positiva*

Proiectarea circuitelor care implică porți logice și/sau derivatele acestora, precum și aplicațiile acestora, reprezintă un domeniu foarte larg al electronicii, cunoscut sub numele de ***electronică digitală*** .

3.4 CIRCUITE CU DIODE POLARIZATE CU SURSE DE C.A.

Aplicarea la diodă a unor surse de semnal variabile în timp, cum ar fi unde sinusoidale, unde triunghiulare, unde pătrate etc., produce răspunsuri care sunt semnale modificate ale semnalului original, așa cum se discută mai jos.

3.4.1 Redresor cu jumătate de undă

Figura 3.5 prezintă un *redresor cu jumătate de undă,* format dintr-o diodă în serie cu un rezistor R, a cărei sursă de câmp electromotor este o intrare sinusoidală. Se numește redresor deoarece semnalul sinusoidal de intrare este redresat, rezultând un semnal similar cu cel prezentat în Figurile 3.6 și 3.7. Forma de undă la ieșire este ușor de explicat observând că o sursă de curent alternativ își schimbă polaritatea la fiecare jumătate de ciclu, determinând dioda să conducă doar pe durata jumătății *perioadei de undă T.*

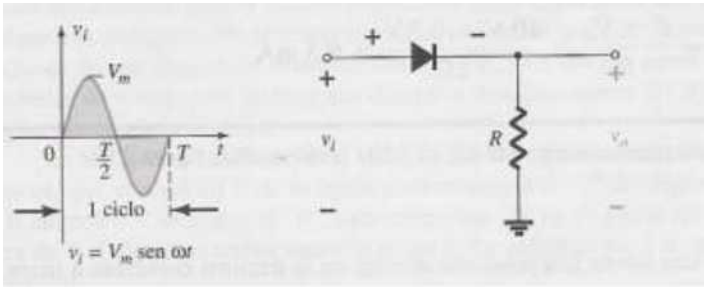


Figura 3.5 *Rectificador de media onda*

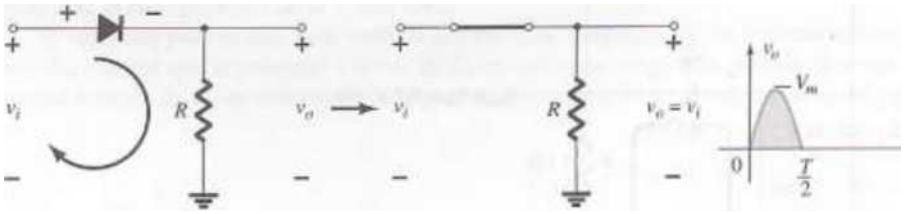


Figura 3.6 *Región de conducción (0^T/2)*

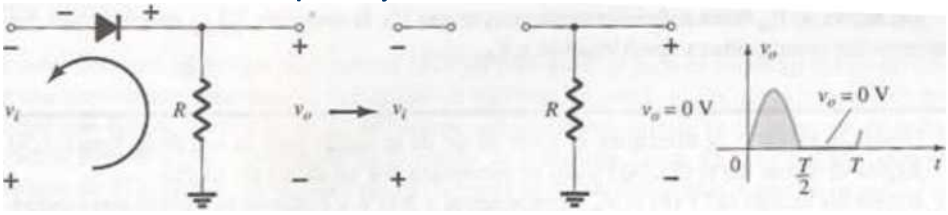


Figura 3.7 *Región de no conducción (T/2 ->T)*

Într-o undă sinusoidală pură, *valoarea medie (sau valoarea cd)* este egală cu zero, însă pentru o semiundă rectificată (vezi figura 3.8), valoarea medie este dată de

Vcc = Vm/ n = 0,318 Vm (2,2 a)
Unde Vm este valoarea maximă (sau valoarea de vârf)

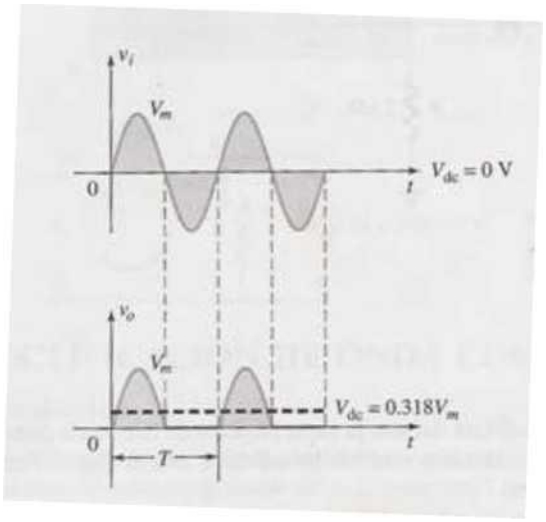


Figura 3.8 *Efecto de Vt sobre la señal rectificada de media onda*

Pentru cazul în care se utilizează a doua aproximare a diodei, efectul sursei Vt este prezentat în Figura 3.9, iar pentru acest caz avem:

Vcc = 0,318(Vm - Vt) (2.2b)

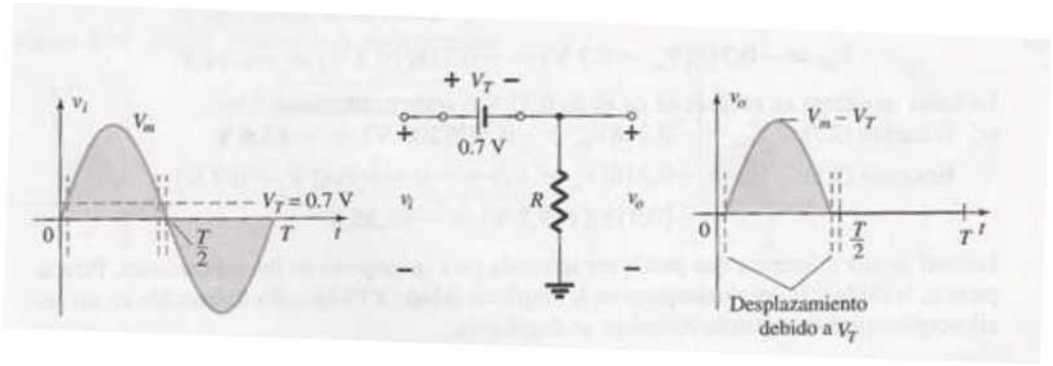


Figura 3.9 *Efecto de Vt sobre la señal rectificada de media onda*

Valoarea PIV. Atunci când se proiectează un redresor cu jumătate de undă, trebuie să se asigure întotdeauna că valoarea PIV inversă de vârf a diodei este cel puțin egală cu valoarea maximă a undei sinusoidale, astfel încât în timpul polarizării inverse dioda să nu intre în regiunea Zener; adică:

Valor nominal PIV >= Vm (2.2c) pentru redresorul cu jumătate de undă

3.4.2 REDERE CU UNDA COMPLETĂ

Este posibil să se construiască redresoare cu undă completă folosind o *punte de diode* sau dintr-un *transformator cu priză centrală.*

3.4.2.1 REDRESOR CU PUNTE CU DIODE

O punte de diode precum cea prezentată în Figura 3.10 este ea însăși un redresor cu undă completă. În Figura 3.11, sunt prezentate semnalul aplicat și semnalul rezultat. Rețineți din Figura 3.10 că semnalul de ieșire este măsurat pe rezistența R, așa cum este logic.

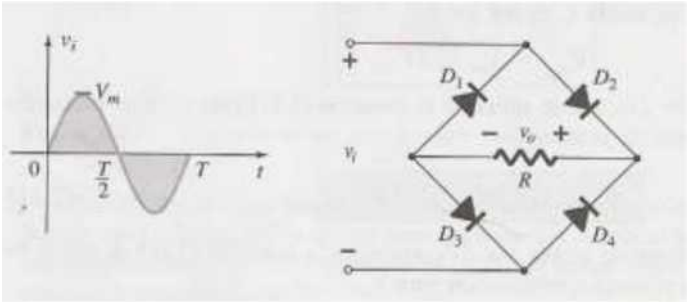


Figura 3.10 *Puente rectificador de onda completa*

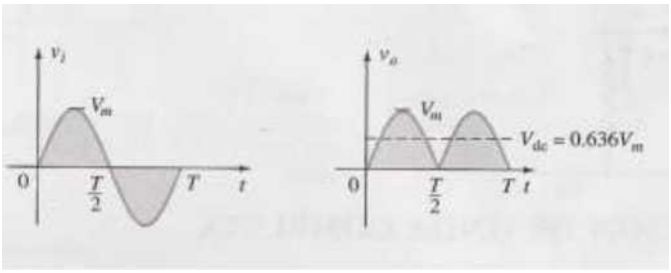


Figura 3.11 *Forme de undă de intrare și ieșire pentru un redresor cu undă completă.*

Pentru un redresor cu undă completă, trebuie să
Vcc = 0,636 Vm (2,3 A)

Sau, dacă luăm în considerare *potențialul de conducție* al diodei
Vcc = 0,636(Vm - 2*Vt) (2,3b)

Având în vedere că Vt = 0,7 pentru Si și 0,3 pentru Ge

Valoarea PIV. În acest caz, valoarea inversă de vârf pentru fiecare diodă a redresorului în punte cu undă completă trebuie să fie cel puțin egală cu valoarea maximă a formei de undă de intrare:

PIV >= Vm (2.3c)
(Pentru redresorul cu undă completă cu punte de diode)

3.4.2.2 Redresor transformator cu priză centrală

Transformatorul

Un transformator precum cel prezentat în Figura 3.12 este o mașină statică proiectată exclusiv pentru a fi alimentată de surse de curent alternativ sinusoidale. Transformatorul are următoarele caracteristici:

- Transferă energie electrică de la un circuit la altul fără o modificare a frecvenței.
- Acest lucru se realizează conform principiului inducției electromagnetice (Legea lui Faraday).
- Are circuite electrice izolate între ele (fără conexiune electrică între bobine), care sunt legate printr-un circuit magnetic comun (prin intermediul unui miez laminat de fier).

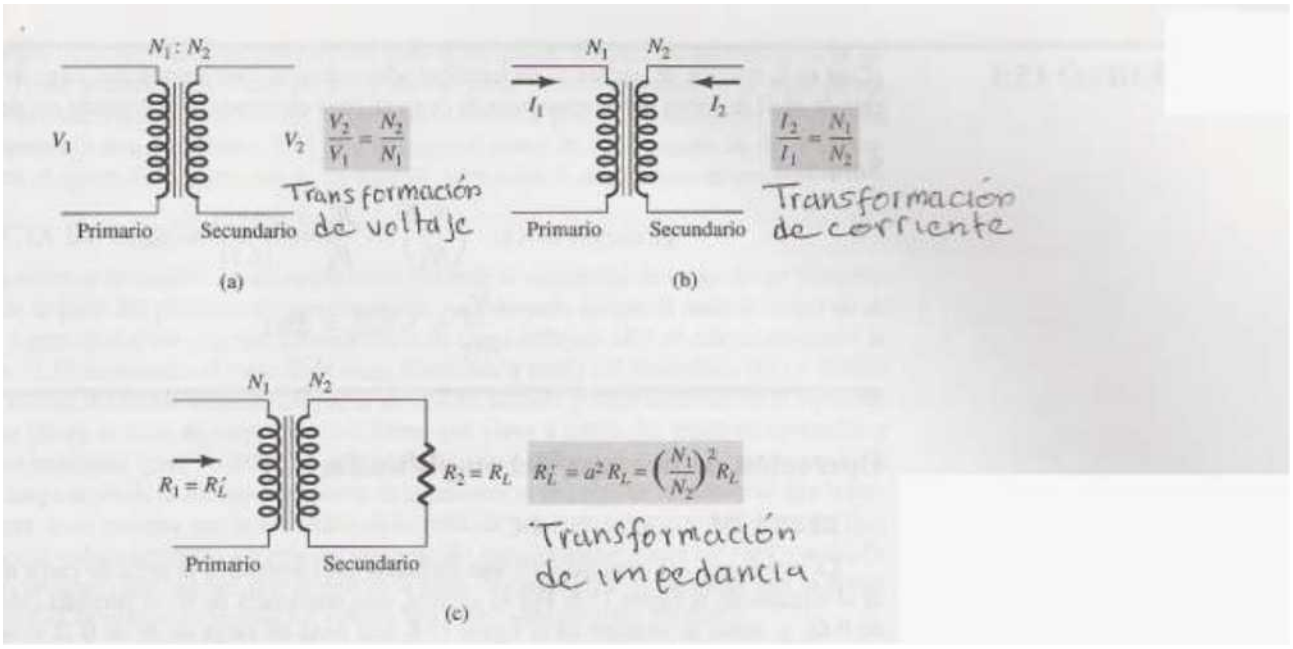


Figura 3.12 *Transformatorul monofazat*

Un transformator este alcătuit din două bobine înfășurate pe un miez comun (de fier). Bobina primară, care este conectată la sursa de alimentare sinusoidală, se numește *înfășurare primară, iar* bobina, care este conectată la circuitul de ieșire, se numește *înfășurare secundară.* Când o tensiune V1 este aplicată înfășurării 1,
o tensiune V2 este el devanado 2. Las siguientes ecuaciones definen completamente el un indusă (conform legii transformador monofásico:

V1 = *a* * V2 *a* = N1/N2; P1 = P2 V1*I1 = V2 *I2

Es decir:

$$a = \frac{V1}{V2} = \frac{I2}{Il} = \frac{N1}{N2} \qquad (2.4a)$$

P1 = P2 (2.4b)

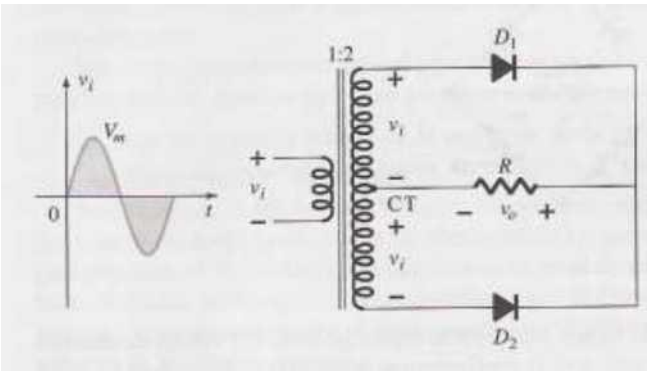
Donde:

a = relación de transformación (relación de vueltas)
N1, N2 =número de vueltas de los devanados 1 y 2
V1, V2 = voltajes en los devanados 1 y 2
I1, I2 = corrientes en los devanados 1 y 2
P1, P2 = potencias en los devanados 1 y 2

Si una carga RL se conecta al secundario del transformador, entonces el valor de R_L observado (véase la figura 3.12) desde el primario esta dado por:

$$R'_L = a^2 * R_L \qquad (2.4c)$$

Cuando se utiliza un *transformador con derivación central* (o *transformador con tap central;* es un transformador que posee una salida central en el devanado secundario), es posible utilizar solamente dos diodos para diseñar un rectificador de onda completa, tal circuito se muestra en la figura 3.13.



lui Faraday) într-un comportament de

Figura 3.13 *Redresor cu undă completă cu transformator cu priză centrală*

Redresarea se efectuează așa cum se arată în Figurile 3.14 și 3.15. Rețineți că în timpul semiundei pozitive, dioda superioară conduce, iar dioda inferioară nu conduce; opusul se întâmplă în timpul celeilalte semiunde.

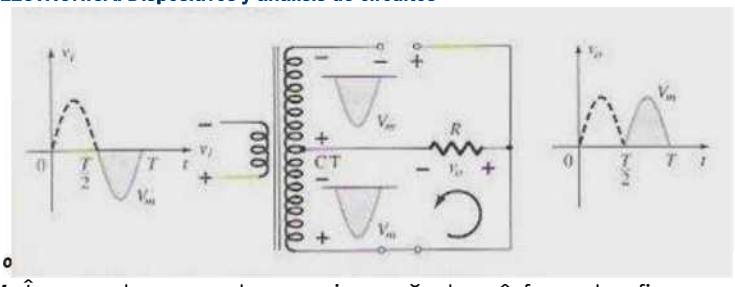


Figura 3.18 *Condiciones de red para la región positiva de vi*

Valoarea PIV. În acest caz, valoarea inversă de vârf pentru fiecare diodă a redresorului cu undă întreagă al transformatorului cu priză centrală trebuie să fie cel puțin dublul valorii maxime a formei de undă de intrare:

PIV >= 2Vm (2,4d)

(Pentru redresorul cu undă completă cu *transformator cu priză centrală)*

Capitolul 4. SURSE DE ALIMENTARE ȘI CIRCUITE REGULATOARE DE TENSIUNE

O sursă de alimentare ideală este o sursă de tensiune continuă, sau tensiune continuă cum mai este numită, funcționând atât fără sarcină (circuit deschis), cât și cu sarcină; graficul sursei de alimentare ideale ar trebui să fie o linie dreaptă orizontală fără ondulații.

4.1 COMPONENTELE UNEI SURSE DE ALIMENTARE

O sursă de alimentare completă trebuie să urmeze modelul prezentat în schema bloc din Figura 4.1.

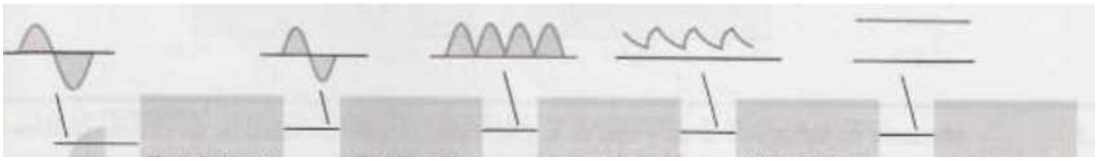


Figura 4.1 *Diagramă bloc care prezintă părțile componente ale unei surse de alimentare.*

Funcția fiecăruia dintre elementele care alcătuiesc sursa de alimentare este explicată mai jos :

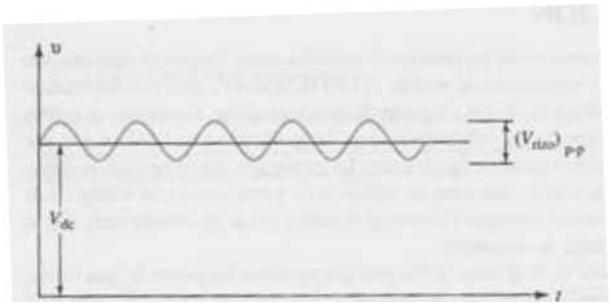
Transformator. Acesta ridică sau coboară un semnal de tensiune alternativă; transformatoarele utilizate în sursele de alimentare pentru efecte electronice sunt în general *transformatoare coborâtoare* .
Redresor. Acesta redresează semnalul alternativ care iese din transformator într-un semnal continuu (care nu își alternează polaritatea), deși acest semnal își schimbă în continuare magnitudinea; sursele de alimentare utilizează redresoare cu undă completă construite din diode (vezi capitolul despre diode).
Filtru. Acesta filtrează semnalul provenit de la redresor, care variază în amplitudine, într-un semnal aproape continuu, care totuși are o mică variație numită *ondulație*. Filtrele sunt construite din circuite RC.
Regulator IC. Acesta convertește semnalul de la „aproape continuu" la „complet continuu", adică primește o tensiune variabilă la intrare și returnează o tensiune fixă la ieșire. Regulatoarele pot fi construite din tranzistoare, deși unele sunt circuite integrate (IC).

4.2 DEFINIȚIA ONDULUI ȘI A REGLĂRII TENSIUNII

Semnalul de intrare către filtru este o formă de undă complet redresată, dar nu continuă. Ieșirea va fi suprapunerea a două forme de undă: o formă de undă de curent continuu și o formă de undă de curent alternativ, așa cum se ilustrează în Figura 4.2. Semnalul DC este detectat de un voltmetru DC, în timp ce pentru a detecta doar semnalul AC, un condensator trebuie conectat în serie pentru a bloca semnalul DC. Citirea voltmetrului AC va fi apoi valoarea RMS a semnalului AC. Conform acestei considerații, ondulația ***este definită*** ca:

$$Ripple(r) = \text{tensiune de ripple (rms)} / \text{tensiune CC} = Vr(rms) / Vcc * 100\% \quad (4,1a)$$

De fapt, ondulația se datorează încărcării și descărcării condensatoarelor care fac parte dintr-un filtru de condensatoare.



fie

Figura 4.2 *Forma de undă a filtrului de tensiune care prezintă tensiuni continue și de ondulație.*

Reglarea este o măsură a stabilității *tensiunii în gol* (când nu există nicio sarcină conectată la sursă) în raport cu ***tensiunea la sarcină maximă (când*** există o sarcină conectată la sursa de alimentare).

Reglarea tensiunii *(%VR)* = (V_{NL} - V_{FL}) / V_{FL} * 100 % (4.1b)

Unde: V_{NL} = Tensiune în gol
V_{FL} = Tensiune la sarcină maximă

O reglare de 0% înseamnă că aveți o sursă de tensiune perfectă.

4.2.1 CALCULUL ONDULUI LA IEȘIREA UNUI REDERE

Semnalul de ieșire al unui redresor poate fi, de asemenea, descompus în două unde, o componentă directă și o componentă alternativă, apoi prin aplicarea ecuației 4.1a se obține ondulația procentuală.

Ondulația redresorului cu jumătate de undă.

$$r = \frac{V_r(rms)}{Vcc} * 100\% = \frac{0{,}385\ Vm}{0{,}318\ Vm} * 100\% = 121\ \% \qquad (4.1c)$$

Unde: Vm = tensiune maximă sau tensiune de vârf.

Ondulația redresorului cu undă întreagă.

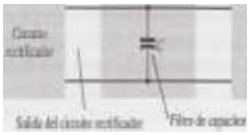
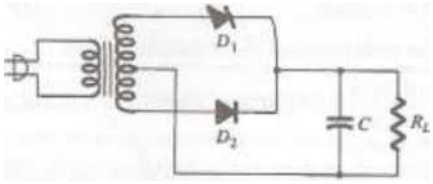
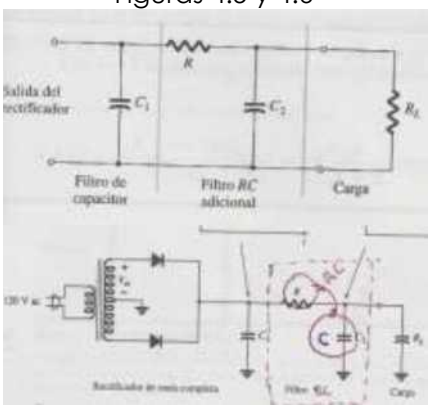
$$r = \frac{Vr(rmS)}{Vcc} * 100\% = \frac{0{,}308\ Vm}{0{,}636\ Vm} * 100\% = \qquad (4.1d)$$

Ondulația unui redresor cu undă întreagă este mai bună decât ondulația unui redresor cu jumătate de undă.

Notă . Valorile lui Vr (rms) = 0,385 și Vr = 0,308 (rms) pentru redresoarele cu jumătate de undă și respectiv cu undă întreagă sunt lăsate la latitudinea cititorului.

4.3 FILTRAT

Următorul tabel prezintă un rezumat al celor mai comune tipuri de filtre, precum și calculul ondulației și circuitul asociat.

Tipo de filtro	Circuito	Tensiune de ondulație Vr(rms)Vcc	cd Tensiune de ondulație	
Filtro simple de capacitor	Figuras 4.3 y 4.4  	$V_r(rms) = \frac{I_{dc}}{4^3 * fC}$ $V(rms) = \frac{2\,4 * I}{\text{--------}}$ $V_r(rms) = \frac{2.4 * V_{dc}}{R * C}$	$V_{dc} = Vm - \frac{I_{dc}}{4fC}$ $V_{dc} = Vm - \frac{4.17 I_{dc}}{}$ f=60 Hz	Considerando que Vdc » Vm $r = \frac{2\,4I}{\overline{C} * V_{dc}} * 100\%$ $r = \frac{2\,4}{R_L * C} * 100\%$
Filtro R-C Este filtro consiste en realidad en un filtro RC conectad°o a la salida del filtro simple de capacitor.	Figuras 4.5 y 4.6 	$V'(rms) = \frac{X}{} * V(rms)$ $Xc = \text{---}\ \frac{1}{\text{----}}$ Para un rectificador de onda completa f=120 Hz, así:	$V_d = \frac{R}{R + R} * V_{dc}$	$\frac{V_r(rms)}{}$

Note:

I **dc** este exprimat în mA
Tensiunea continuă este exprimată în volți
R_L este exprimat în k Q
C este exprimat în pF
Xc este exprimat în k Q

Este posibil să conectați mai multe filtre RC în serie pentru a obține o ondulație mai bună (aproape de zero), rețineți doar că Vr reprezintă tensiunea de ondulație a filtrului anterior și același lucru este valabil și pentru Vdc.

4.4 REGULATOARE DE TENSIUNE CU CI

Regulatoarele IC conțin circuitele sursei de referință: *amplificatorul comparator,* dispozitivul *de control* și *protecția la suprasarcină.* Acestea sunt disponibile pentru tensiune pozitivă fixă (seria 7800) și tensiune negativă fixă (seria 7900), deși sunt disponibile și regulatoare de tensiune reglabile (LM317). Regulatoarele IC au trei terminale: Vi (intrare), GND (masă) și Vo (ieșire). Fișele tehnice listează intervalele Vi necesare pentru a menține o tensiune de ieșire fixă (Vo), precum și valoarea modificării tensiunii de ieșire rezultată dintr-o modificare a curentului

de sarcină *(reglare a sarcinii) sau* din cauza unei modificări a tensiunii de intrare *(reglare a liniei)* .

4.4.1 REGULATOARE DE TENSIUNE FIXĂ

Seria 7800 oferă regulatoare IC cu tensiuni pozitive fixe de la +5 la +24 volți, în timp ce seria 7900 oferă regulatoare IC cu tensiuni negative fixe de la -5 la -24 volți. Tabelul următor prezintă regulatoarele IC din ambele serii. Rețineți că în nomenclatură, ultimele două cifre indică tensiunea nominală de ieșire.

Regulatoare de tensiune pozitivă. Seria 7800		
Partea CI	*Tensiune de ieșire (Vo) Volți*	*Tensiune minimă de intrare (Vi) Volți*
7805	+5	7.3
7806	+6	8.3
7808	+8	10,5
7810	+10	12,5
7812	+12	14.6
7815	+15	17,7
7818	+18	21.0
7824	+24	27.1
Valori nominale absolute maxime pentru seria 7800		
Tensiune de intrare	40 V	
Disipare continuă totală	2 W	
Intervalul de temperatură de funcționare în exterior	-65 până la 150 °C	
Autoritățile	**de tensiune**	**Seria 7900**
Partea CI	*Tensiune de ieșire (Vo) Volți*	*Tensiune minimă de intrare (Vi) Volți*
7905	-5	-7,3
7906	-6	-8,4
7908	-8	-10,5
7909	-9	-11,5
7912	-12	-14,6
7915	-15	-17,7
7918	-18	-20,8
7924	-24	-27,1

Figura 18.26 prezintă modul corect de conectare a unui circuit integrat regulator, în acest caz 7812. Rețineți că există două filtre de condensator (C1 și C2), primul fiind filtrul comun, în timp ce C2 este un filtru *de zgomot de înaltă frecvență* .

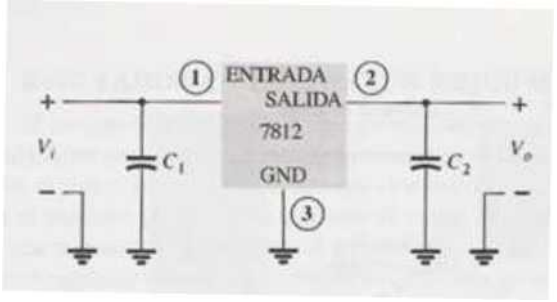


Figura 4.7 *Conectarea regulatorului de tensiune 7812.*

4.4.1.1 FIȘĂ CU SPECIFICAȚII A REGULATORULUI IC / A7812C

p A7812C IC este prezentată mai jos ; în partea de jos este prezentată o scurtă explicație a celor mai importanți parametri.

Date din fișa tehnică a IC p.A7812C				
Parametru	*Minim*	*Tipic*	*Maxim*	*Unități*
Tensiune de ieșire	11,5	12	12,5	V.
Regulamentul de intrare		3	12.0	mV
Respingerea buclelor	5.5	71		dB
Reglarea ieșirii		4	100	mV
Rezistență de ieșire		0,018		Î
Diferența de tensiune		2.0		V.
Curent de ieșire la scurtcircuit		350		mA
Curent de ieșire de vârf		2.2		LA

Tensiunea de ieșire. Acesta este intervalul de tensiuni de ieșire specificat de producător pentru fiecare dispozitiv din aceeași serie (pentru 7812, aceasta înseamnă că poate varia între 12 și 12,5 V). ***Reglarea ieșirii.*** Aceasta exprimă modificarea tensiunii de ieșire ca urmare a modificărilor curentului de sarcină. Pentru 7812, reglarea tipică a ieșirii este de 4 mV pentru modificări ale curentului de sarcină de la 0,25 la 0,75 amperi.

Curent de ieșire la scurtcircuit . Acesta este curentul consumat de circuit integrat atunci când terminalele sale sunt scurtcircuitate accidental sau din cauza unor defecte ale circuitului integrat.

Diferența de tensiune. Aceasta reprezintă diferența dintre Vi și Vo, ceea ce înseamnă că, așa cum se arată în tabelul de mai sus, intrarea trebuie să fie întotdeauna mai mare decât ieșirea pentru ca circuitul integrat să funcționeze ca regulator cu reglarea tensiunii specificată. În cazul 7812, intrarea trebuie să fie de cel puțin 12 + 2 = 14 V, unde 14 - 12 = 2 reprezintă diferența de tensiune.

Curent de ieșire de vârf . Modelul 7812 are un curent nominal maxim de 1,5 A; cu toate acestea, poate suporta un curent de vârf de până la 2,2 A pentru o perioadă scurtă de timp.

4.4.2 REGULATOARE DE TENSIUNE REGLABILE

Regulatoarele reglabile cu trei terminale vă permit să reglați tensiunea de ieșire utilizând un terminal etichetat ADJ (REGLARE). Câteva exemple sunt prezentate în tabelul următor.

Regulatoare de tensiune reglabile

Partea IC	Interval de funcționare	Curent maxim	Diferența de tensiune
LM317	1,2 până la	1,5 A	2,5
LM337	-32 până la	1,5 A	2,5
LM338	1,2 până la	5 A	2.7
LM350	1,2 până la	3 A	2,5

Regulatoare cu ieșire dublă (pozitivă și negativă)

RC4194	0 până la +/-	0,15	3
RC4195	+/-15V	0,15	3

Figura 4.8 prezintă modul corect de conectare a unui regulator LM317 pentru a obține o ieșire variabilă prin rezistențele R1 și R2. În acest circuit, tensiunea de ieșire Vo este dată de:

$$V_o = V_{ref} * (1 + R / R2) + I_{adj} * R2 \qquad (4.2)$$

Cu valori tipice de:

V **ref** = 1,25 V

I **reglat** = 100 p A

R1 = 240 Q

Apoi, R2 poate fi variat prin intermediul unui potențiometru pentru a obține un nivel Vo variabil.

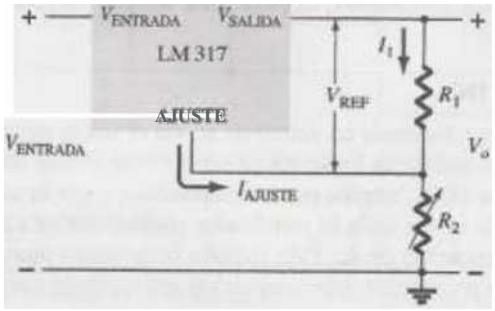


Figura 4.8 *Conectarea regulatorului de tensiune reglabil LM317*

Circuitele integrate RC194 și RC195 sunt numite *regulatoare cu urmărire dual*ă deoarece generează două tensiuni de ieșire de magnitudine egală, dar cu polaritate opusă.

Capitolul 5. TRANZISTOARE CU JONCȚIUNE BIPOLARĂ. BJT

Din 1904 până în 1947, *tubul vidat* (introdus de J.A. Fleming în 1904) a fost cel mai utilizat dispozitiv electronic. Cam în aceeași perioadă, în 1906, Lee De Forest a introdus un tub cu trei terminale (*trioda)* , care, însă, nu a găsit o aplicație imediată. Abia pe 23 decembrie 1947, Walter H. Brattain și John Bardeen au demonstrat acțiunea de amplificare a *tranzistorului* la Laboratoarele Bell Telephone.

5.1 CONSTRUCȚIA TRANZISTORULUI

Tranzistorul este un dispozitiv cu trei terminale construit prin lipirea *a trei straturi de material semiconductor extrinsec*. Figura 5.1 prezintă cele două tipuri existente de tranzistoare BJT, *tranzistorul*

pnp şi *tranzistorul npn* , fiecare cu o metodă de polarizare specifică [7]. Terminalele tranzistorului sunt denumite *emitor (E), bază (B)* şi *colector (C),* aşa cum se arată în figură. Stratul emitor este puternic dopat, stratul colector este uşor dopat, iar stratul bază este foarte uşor dopat. Raportul grosimii totale faţă de stratul central (*B*) este de 150:1, iar raportul de dopare al straturilor exterioare faţă de stratul central este de aproximativ 10:1.

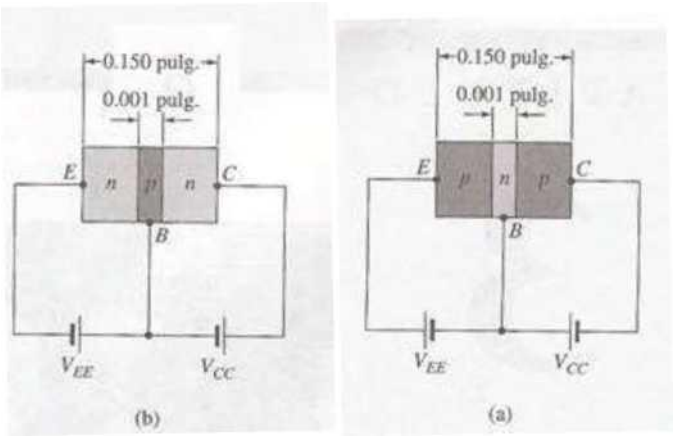


Figura 5.1 *Tipuri de tranzistoare: (a) npn; (b) pnp*

Acest capitol studiază un tip special de tranzistor numit *tranzistor cu joncţiune bipolară (BJT)* . Termenul *bipolar* reflectă faptul că atât electronii, cât şi golurile participă la procesul de conducere.

5.2 FUNCŢIONAREA TRANZISTORULUI

Următoarea afirmaţie este baza pentru înţelegerea diferitelor configuraţii ale tranzistoarelor şi trebuie înţeleasă pe deplin:

Regula de polarizare a tranzistorului. *Dacă joncţiunea pn a unui tranzistor este polarizată direct (polarizare prin conducţie), atunci joncţiunea np rămasă trebuie să fie polarizată invers.*

[7]Există mai multe configuraţii corecte posibile, care vor fi prezentate mai târziu în acest capitol; cea prezentată în Figura 3.2 se numeşte *configuraţia de bază comună* .

Consultați Figura 5.1 pentru înțelegere.

Când dioda este polarizată conform considerației anterioare, există o conducție semnificativă prin joncțiunea polarizată direct, deoarece regiunea de epuizare este foarte îngustă, așa cum se arată în Figura 5.2, spre deosebire de regiunea largă de epuizare a joncțiunii polarizate invers. Curenții rezultanți pot fi observați în aceeași figură; cea mai mare parte a curentului curge de la emitor la colector, în timp ce un curent minim curge de la emitor la bază. Aplicând Legea curentului lui Kirchhoff (KCL) la tranzistor, avem:

+ (5.1a)

Totuși, așa cum se poate observa și din Figura 5.2, curentul de colector este alcătuit din două componente:

$IQ \quad {}^{I}C$ **majoritate** + ^ **minoritate** (5.1b)

Componenta curentului minoritar se numește *curent de scurgere* și este de ordinul valorilor cuprinse între 10^{-6} **și** 10^{-9} , deci este în general neglijată (acest curent este sensibil la temperatură).

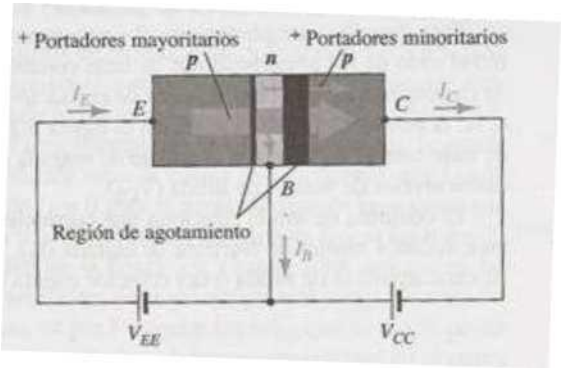


Figura 5.2 *Fluxul purtătorilor majoritari și minoritari într-un tranzistor pnp*

5.3 CONFIGURAȚII TRANZISTOR

Urmând regula de polarizare a tranzistorului, sunt posibile trei configurații, numerotate mai jos:

- Configurație de bază comună
- Configurația emițătorului comun
- Configurația colectorului comun

Termenul „comun" derivă din faptul că în fiecare configurație terminalul cu adjectivul „comun" este comun atât intrării, cât și ieșirii.

5.3.1 CARACTERISTICI GENERALE ALE TRANZISTORULUI BJT

Următoarele ecuații definesc complet caracteristicile tranzistorului BJT și vor fi explicate pe parcursul capitolului:

$V = 0,7\ V$ (5.2a)

$IE = (B + 1) * IB = Ic$ (5.2b)

$I_c = BI_B$ (5.2c)

Ec5.2a. Când tranzistorul BJT este în starea *activă* , se produce o diferență de potențial constantă de 0,7 V între terminalele bazei și emitorului, adică Vbe = 0,7 V, pentru orice nivel al curentului emitorului solicitat de rețeaua externă (rețeaua de sarcină).

Alfa

În condiții Cd alfa, este definit ca

$$un_{cd} = \frac{IC}{Adică} \sim \quad + \qquad (5.3a)$$

În condiții de curent alternativ, factorul alfa este cunoscut sub numele de **factor de amplificare cu bază comună „la scurtcircuit"** și este definit ca

$$\&\text{-}_{ac} = \frac{\text{Către } Ic}{Un\ Ie}$$ pentru constanta Vcb(5.3b)

Valorile reale ale lui *alfa* sunt cuprinse între 0,90 și 0,998 și sunt foarte similare atât în curent continuu, cât și în curent alternativ pentru un anumit tranzistor.

Derâdere

În condiții beta CD, aceasta este definită ca:

$$B = yj\text{-}\frac{IC}{Ib}$$ (5. 4a)

În fișele tehnice, este obișnuit să se facă referire la *Bcd* ca *hFE*.

În condiții de curent alternativ, beta este cunoscut ca **factor de amplificare curent continuu cu emitor comun** , în fișele tehnice este cunoscut ca *hfe* și este definit prin: **„** **A** Ic
$B =$ ----- pentru Vce constant
$Un\ Ib$

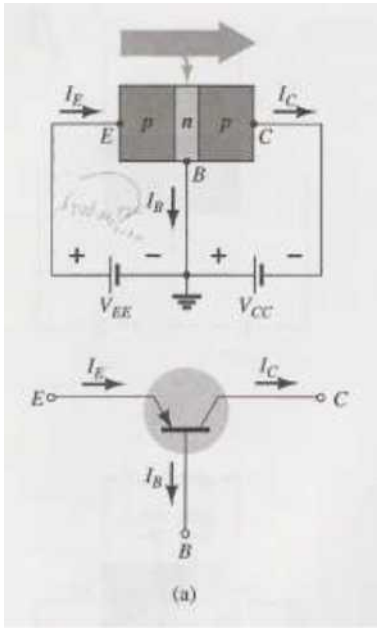
(5.4b)

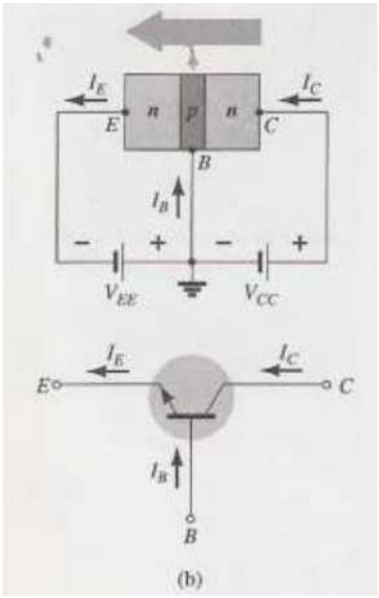
Valorile reale ale *beta* sunt cuprinse între 50 și 450, 200 fiind valoarea cea mai frecvent întâlnită.

Simbolism . Săgeata din interiorul simbolului tranzistorului definește direcția curentului de emitor, așa cum se poate observa în figurile 5.3 (a) și (b).

5.3.2 CONFIGURAȚIE DE BAZĂ COMUNĂ

Figura 5.3 prezintă această configurație; curbele caracteristice ale tranzistorului în această configurație sunt prezentate în Figurile 5.4 și 5.5. Curbele din Figura 5.4 corespund caracteristicilor de intrare sau excitație (Vbe, Ie), în timp ce curbele din Figura 5.5 corespund caracteristicilor de ieșire (Vcb, Ic).





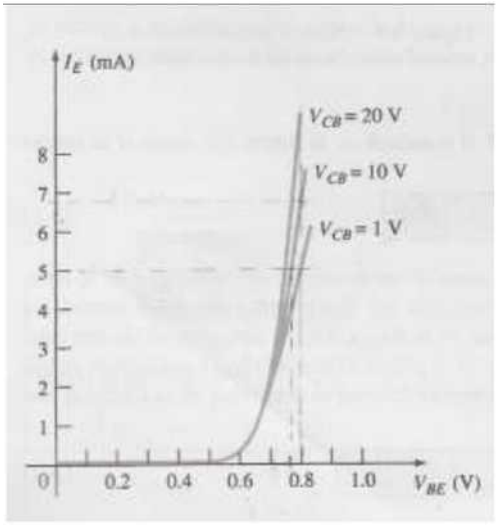


Figura 5.4 *Características de entrada o de excitación para un amplificador de silicio base común.*

Figura 5.3 *Notații și simboluri utilizate în configurația de bază comună: (a) tranzistor pnp; (b) tranzistor npn.*

Graficul 5.4 prezintă valorile curentului emitor (Ie) în funcție de variația valorilor tensiunii bază-emitor (Vbe), pentru diferite valori fixe ale tensiunii colector-bază (Vcb).

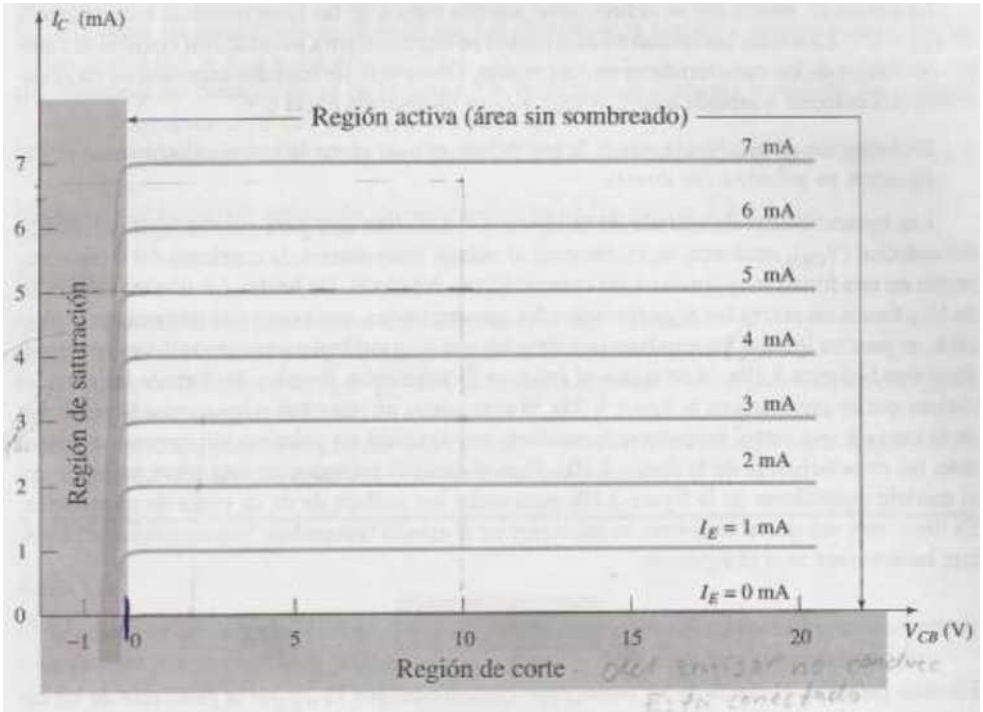


Figura 5.5 *Caracteristicile de ieșire sau de colector pentru un amplificator cu tranzistor de bază comun.*

Graficul 5.5 prezintă valorile curentului de colector (Ic) în funcție de variația valorilor tensiunii colector-bază (Vcb), pentru diferite valori fixe ale curentului de emitor (Vcb).

Această curbă are trei zone distincte:

- ***Regiunea de saturație*** . Aceasta este regiunea care începe de unde Vcb < 0, adică pentru valori negative ale lui Vcb. În această regiune, atât joncțiunea bază-emitor, cât și joncțiunea colector-bază sunt polarizate direct. Curentul maxim al colectorului.

- ***Regiunea de tăiere*** . Aceasta este regiunea în care curentul de colector este zero amperi. În această regiune, atât joncțiunea bază-emitor, cât și cea colector-bază a tranzistorului sunt polarizate invers. Curent minim de colector.

- ***Regiunea activă*** . Aceasta este regiunea normală de funcționare și este utilizată pentru amplificatoarele liniare (fără distorsiuni). În această regiune, joncțiunea bază/emitor este polarizată direct, în timp ce joncțiunea colector/bază este polarizată invers. Figura 5.5 confirmă direct că ecuația 5.2b este adevărată, adică Ie = Ic.

5.3.3 CONFIGURAȚIA EMIȚORULUI COMUN

Figura 5.6 prezintă această configurație. Curbele caracteristice ale tranzistorului în această configurație sunt prezentate în Figurile 5.7(a) și (b). Curbele din Figura 5.7(b) corespund caracteristicilor de intrare, reprezentate de un curent de intrare (Ib) în funcție de tensiunea de intrare (Vbe) pentru un interval de valori ale tensiunii de ieșire (Vce). Curbele din Figura 5.7(c) corespund caracteristicilor de ieșire, reprezentate de un curent de ieșire (Ic) în funcție de tensiunea de ieșire (Vce) pentru un interval fix de curent de intrare (Ib).

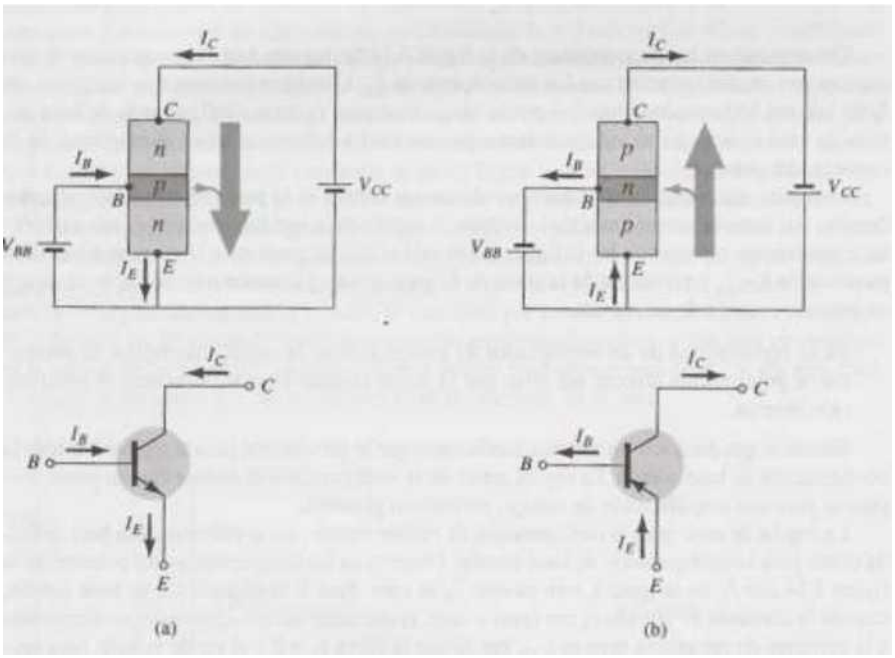


Figura 5.6 *Notații și simboluri utilizate cu configurația emitorului comun: (a) tranzistor npn; (b) tranzistor pnp.*

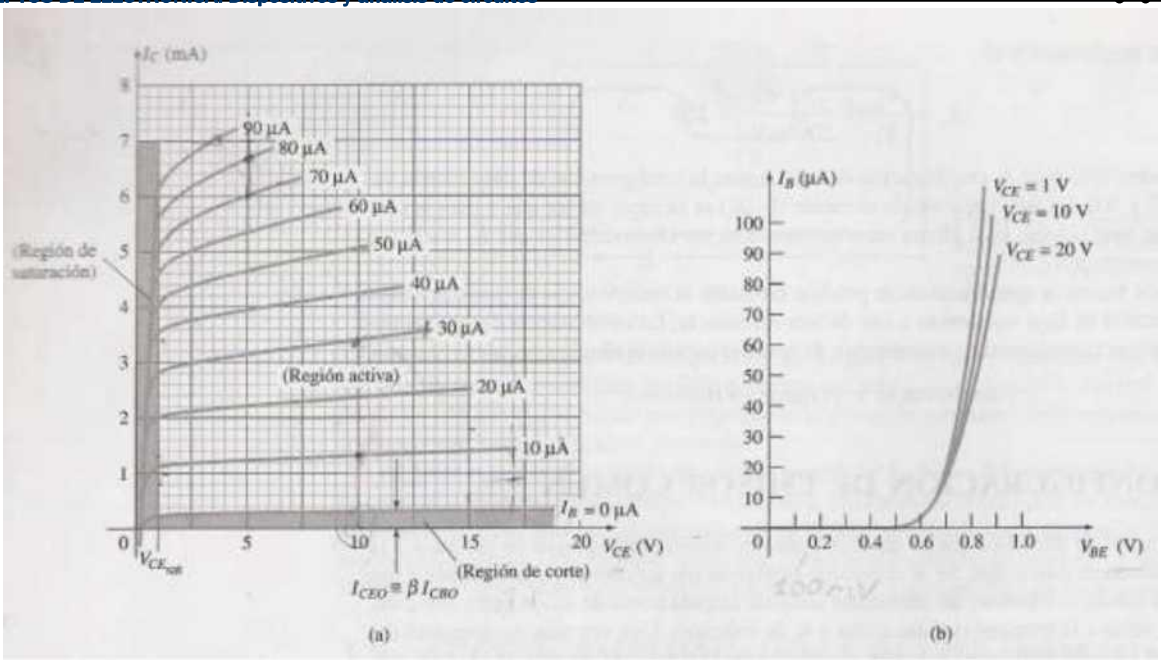


Figura 5.7 *Caracteristicile unui tranzistor de siliciu în configurația cu emitor comun: (a) caracteristicile colectorului; (b) caracteristicile bazei.*

În *regiunea activă a emitorului comun,* polarizarea bază/emitor și colector/bază este aceeași ca în configurația bază comună.

5.3.4 CONFIGURAȚIA COLECTORULUI COMUN

Această configurație este prezentată în Figura 5.8 și este utilizată în principal în scopuri de adaptare a impedanței, deoarece *are o impedanță de intrare mare și o impedanță de ieșire mică* , contrar impedanțelor configurațiilor cu bază comună și emitor comun.

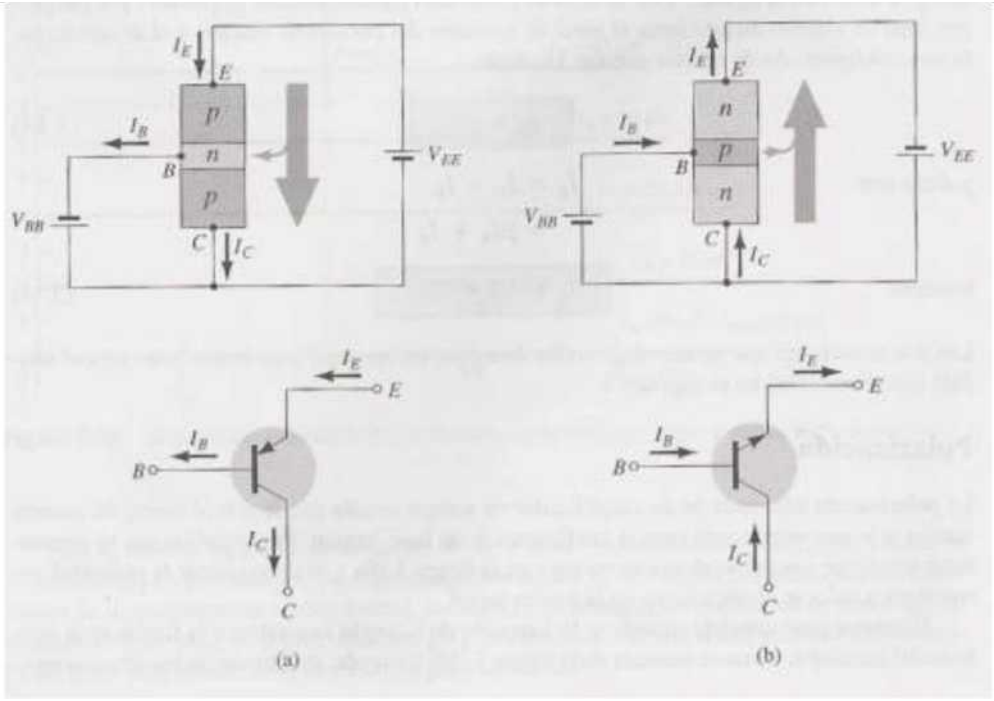


Figura 5.8 *Simboluri și notații utilizate cu configurația colectorului comun (a) tranzistor pnp; (b) tranzistor npn*

Din motive practice, caracteristicile de ieșire pentru configurația cu colector comun sunt aceleași ca și pentru configurația cu emitor comun. Pentru această configurație, caracteristicile de ieșire sunt reprezentate grafic ca Ie în funcție de Vce pentru un interval de valori Ib.

5.4 ACȚIUNEA AMPLIFICATOARE A TRANZISTORULUI

Acțiunea de amplificare de bază a tranzistorului are loc prin ***transferul*** *unui curent* ***I*** *de la un circuit* ***cu rezistență mică*** *la un circuit* ***cu rezistență mare*** . Diferența de rezistență (inerentă tranzistorului) se datorează joncțiunii polarizate direct la intrare (bază-emitor) și joncțiunii polarizate invers la ieșire (bază-colector) în cazul configurațiilor cu bază comună și colector comun.

Cuvântul tranzistor derivă din acest fapt:
Tranzistor ***de transfer*** *+ rezistență*

Exemplu demonstrativ U-^. Găsiți tensiunea și factorul de amplificare (*câștigul*) pentru configurația de bază comună prezentată în Figura 5.9, știind că: *Ri* = 20 Q, *Ro* = 100 kQ și a **ac** = 1.

Soluție.

Fie Ii = Vi/Ri = 200 mV/20 = 10 mA
Deoarece a ac = 1
*Avem Ic = Ie, deci IL = Ii = 10mA -A VL = IL *R = 10mA * 5k Q = 50 V Atunci: Câștig = VL/Vi = 50V/200mV = 250*

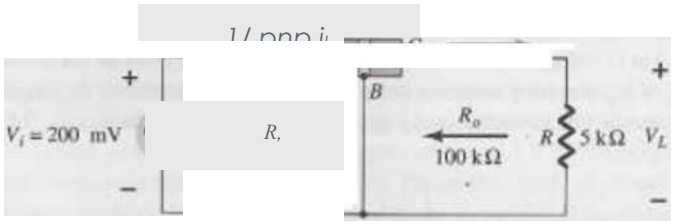


Figura 5.9 *Acțiunea de amplificare a tensiunii de bază a BJT-ului pentru configurația cu bază comună.*

Capitolul 6. Polarizare continuă pentru tranzistoare bipolare (BJT)

Așa cum s-a arătat în capitolul anterior, un tranzistor este un dispozitiv de amplificare. Cu toate acestea, nivelul îmbunătățit al puterii de ieșire AC al unui tranzistor rezultă de fapt din transferul de energie de la sursele de curent continuu aplicate. Acest capitol va examina comportamentul tranzistorului atunci când este polarizat cu surse de curent continuu și va demonstra cum ecuațiile 3.3 până la 3.5 sunt suficiente pentru analiza tranzistorului BJT.

6.1 POLARIZAREA ȘI REGIUNILE DE FUNCȚIONARE ALE BJT-URILOR

Valorile curentului continuu și ale tensiunii la bornele unui tranzistor se numesc punct de funcționare *și* sunt reprezentate de Q *(punctul de funcționare în repaus)*. Figura 6.1 prezintă diferite puncte de funcționare, dintre care punctul B este cel mai bun punct de funcționare.

Când un tranzistor BJT funcționează în *regiunea liniară sau activă* , acesta prezintă caracteristici electrice liniare, care sunt exploatate pentru amplificare (deoarece distorsiunea este minimă în această regiune). Pentru a realiza acest lucru, *se utilizează surse de alimentare externe numite surse de polarizare*. Sursele de polarizare au două scopuri: furnizează curenții și tensiunile continue necesare pentru ca tranzistorul să funcționeze în regiunea liniară și furnizează energie tranzistorului, o parte din aceasta urmând să fie convertită în putere (amplificare).

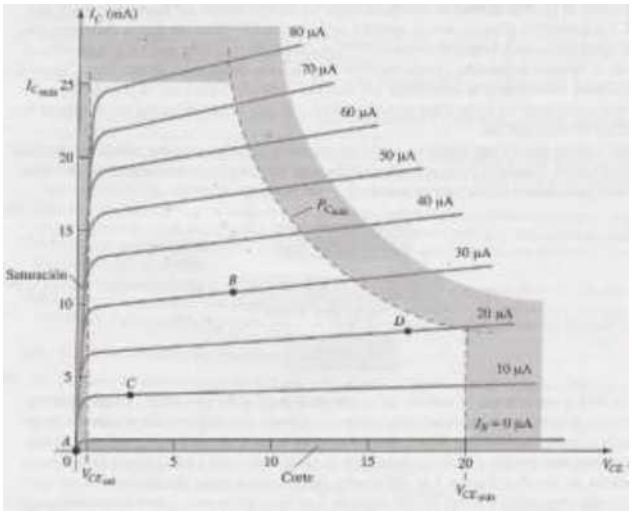


Figura 6.1 *Diferite puncte de funcționare în limitele de funcționare ale unui tranzistor*

Pentru ca tranzistorul BJT să funcționeze în *regiunea liniară,* trebuie îndeplinite următoarele condiții:

- Joncțiunea bază-emitor trebuie să fie polarizată direct (p ^ +), cu o tensiune cuprinsă între 0,6 și 0,7 volți.
- Joncțiunea bază-colector trebuie să fie polarizată invers (n ^ +) și să se încadreze în limitele maxime ale dispozitivului.

Următoarele sunt rezumate polarizările adecvate pentru ca tranzistorul BJT să funcționeze în regiunile indicate.

Regiunea de operare	Polarizarea bază-emitor	Polarizarea colectorului de
Regiunea liniară	Direct	Verso
Regiunea de	Verso	Verso
Regiunea de saturație	Direct	Direct

6.2 BJT SUB POLARIZARE FIXĂ

Circuitul prezentat în Figura 6.2 se numește circuit cu polarizare fixă; analiza unui astfel de circuit va fi prezentată prin intermediul unui exemplu demonstrativ.

Exemplu demonstrativ. Determinați următoarele pentru configurația de polarizare fixă a Figura .7.

(la) Ibq
(b) Icq
(c) Vceq
(d) Vb
(şi) Vc
(F) Vbc

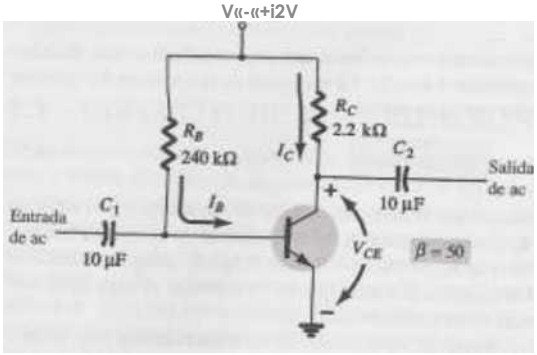
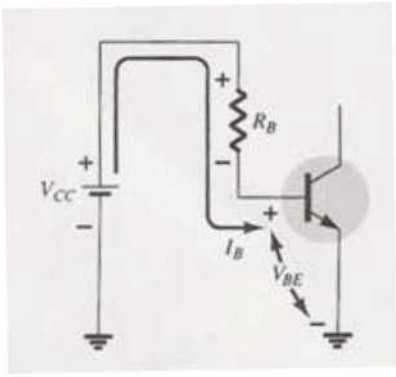


Figura 6.2 *Circuito cd de polarización fija.*

Soluție.
Prin aplicarea principiului superpoziției este posibilă separarea părții ca de partea cd; în această analiză se va efectua doar analiza cd.

În curent continuu, condensatoarele sunt înlocuite cu echivalentul lor (circuit deschis), iar sursa Vcc este împărțită în două surse, așa cum se arată în figura 6.3.



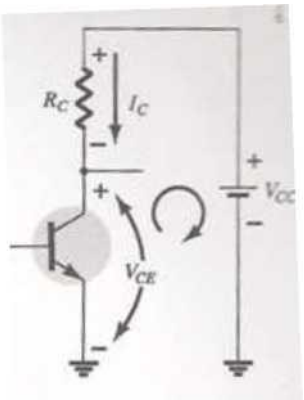


Figura 6.3 *Malla base-emisor* ***Figura 6.4*** *Malla colector-emisor*

Buclele bază-emitor (Figura 6.3) și colector-emitor (Figura 6.4) sunt apoi analizate separat, aplicând KVL în fiecare caz. Astfel, avem:

(a) $^{\wedge}Bq \quad \frac{V_{CC} \; V_{BE}}{R_B}$ (6.1a)

= (12V - 0.7V) / 240kQ = 47.08pA

(b) $I_{cq} =^{B} * {}_{¡Bq}$ (6.1b)

= 50*47.08pA= 2.35mA

(c) $^{V}CEq = {}^{V}CC \quad ¡C * R_e$ (6.1c)

(d) $VB - = VBE \qquad V_E = 0$ (6.1d)

= 0.7

(e) $Ve- = VCE$ (6.1f)

= 6.83V

(f) $V_{BC} = V_B - V_e$ * (6.1g)

= 0,7V - 6,83V = -6,13V

6.2.1 DETERMINAREA CURENTULUI DE SATURAȚIE.

Curentul maxim pentru un anumit design care poate trece prin colector se numește curent de saturație și este dat în momentul în care punctele C și E sunt unite, adică atunci când VCE = **0** , așa cum se arată în Figura 6.5, iar valoarea sa este determinată de: $r - {}^{Vee}$

$^{IC}sat \sim \quad {}^{R}C.$ (6.2)

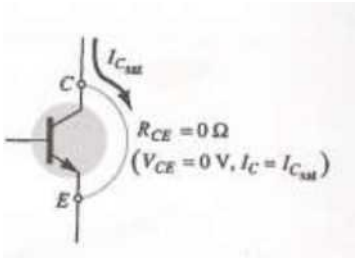


Figura 6.5 *Determinación de la corriente de saturación.*

Notă : Curentul de saturație nu trebuie confundat cu *curentul maxim de colector* dat în fișele tehnice pentru un anumit BJT.

6.2.2 ANALIZĂ CU MIJLOCUL LINIEI DE SARCINĂ.

Așa cum s-a discutat în capitolele anterioare, analiza liniei de sarcină implică intersectarea unei linii drepte care reprezintă caracteristicile rețelei cu curbele caracteristice ale dispozitivului în cauză.

În cazul tranzistorului cu polarizare fixă, ecuația reprezentativă a circuitului obținută dintr-o analiză de rețea (vezi figura 6.6(a)) este:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_e * R_C \qquad + \qquad (6.3a)$$

Pentru care se pot determina două puncte:

$V_{CE} = V_{CC}$ para Ic=0 (6.3b)

$\overline{R_e}$ para Vce=0 (6.3c)

Apoi, prin reprezentarea grafică a acestor puncte pe graficul din Figura 6.6(b) (care reprezintă caracteristicile dispozitivului) și unirea lor cu o linie dreaptă, se obține punctul de funcționare Q prezentat în Figura 6.7, pentru o anumită valoare a lui Ibq.

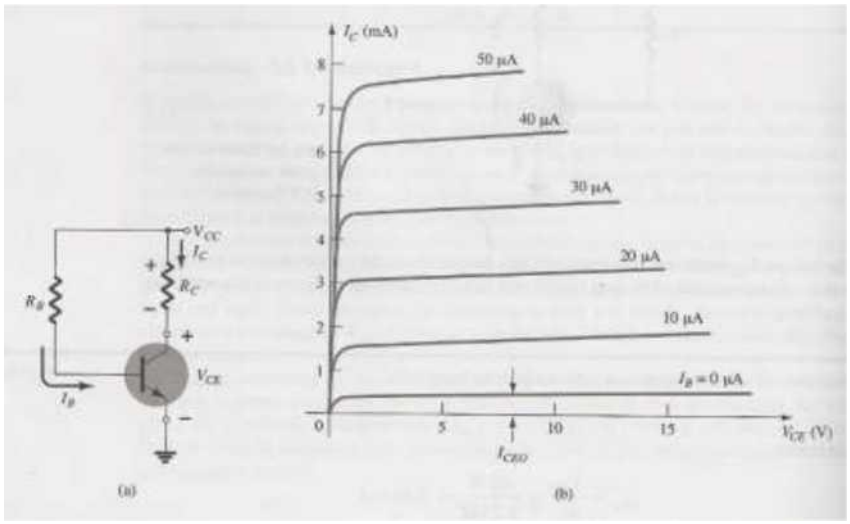


Figura 6.6 *Análisis por medio de la recta de carga (a) red de polarización fija; (b) características del dispositivo BJT*

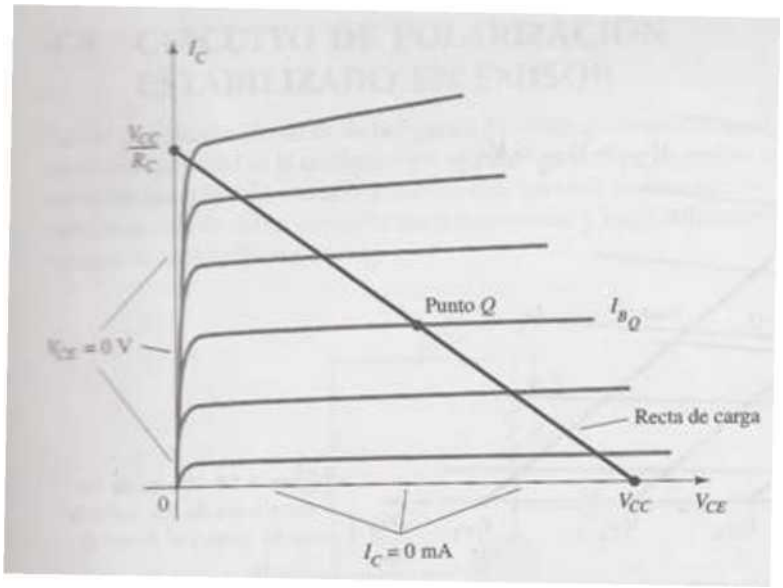


Figura 6.7 *Trazado de la recta de carga sobre las curvas características del dispositivo para la determinación del punto de operación Q.*

6.3 BJT SUB POLARIZARE STABILIZATĂ A EMITORULUI

Adăugarea rezistorului de emitor pentru polarizarea continuă a BJT-ului (vezi Figura 6.8) oferă o îmbunătățire a stabilității; adică, curentul continuu și tensiunile vor rămâne apropiate de nivelurile stabilite de circuit, în ciuda modificărilor condițiilor externe, cum ar fi temperatura și constanta beta a tranzistorului.

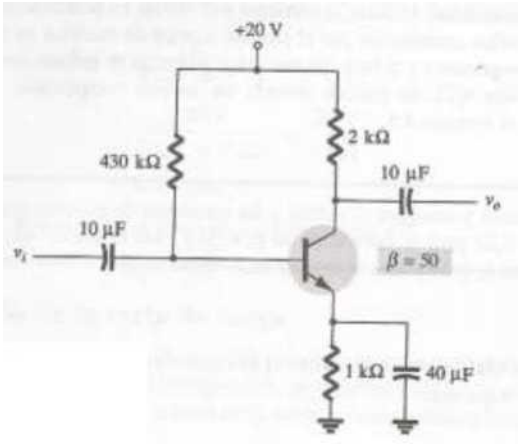


Figura 6.8 *Circuit de polarizare stabilizat de emitor.*

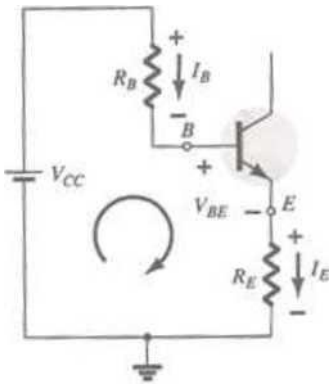


Figura 6.9 *Plasa bază-emitor*

Exemplu demonstrativ. Determinați următoarele pentru configurația de polarizare stabilizată de emitor din Figura 6.8.

(la) Ib
(b) IC
(c) Vce
(d) Vc
(și) Mer
(F) Vb
(g) Vbc

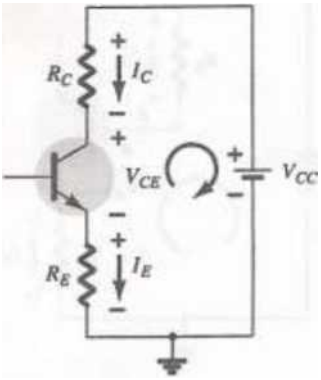


Figura 6.10 *Malla colector-emisor*

Soluție. Aplicând aceleași criterii ca și pentru circuitul cu polarizare fixă, analiza se realizează prin separarea circuitului în două subcircuite, primul este rețeaua prezentată în figura 6.9 care reprezintă plasa bază-emitor, iar al doilea este rețeaua prezentată în figura 6.10 care reprezintă plasa colector-emitor.

Rețelele bază-emitor (Figura 6.9) și rețelele colector-emitor (Figura 6.9) sunt apoi analizate separat. 6.10), aplicând KVL în fiecare caz. Astfel, avem:

= (20V - 0,7V) /(430kQ +51*1kQ) = 19,3/481kQ = 47,08 p A

(6.4b)

(a) $$I_B = \frac{V_{CC} \quad V_{BE}}{R_B + (\mathrm{B} + 1) * R_E}$$ (6.4a)

(b) $$I_C = {}^{\mathrm{B}} * I_B$$

= 50*40.1 p A= 2.01mA

(c) $$V_{CE} \quad V_{CC} \; I_C * (R_C + R_E)$$ (6.4c)

= 20V - 2,01mA*(2kQ + 1kQ)=20V - 6,03V = 13,97V

(d) $$V_C \quad V_{CC} - I_C * R_C \quad +$$ (6.4d)

= 20V - 2,01mA * 2kQ = 20V - 4,02V = 15,98V

(6.4f)

(6.4g)

6.3.1 DETERMINAREA CURENTULUI DE SATURAȚIE.

Aplicando un "corto circuito" entre las terminales colector-emisor como se muestra en la figura 6.11 se tiene que:

$$Ic_{sat} \quad {}_{R}C + R_E \qquad V_{CC} \qquad (6.5)$$

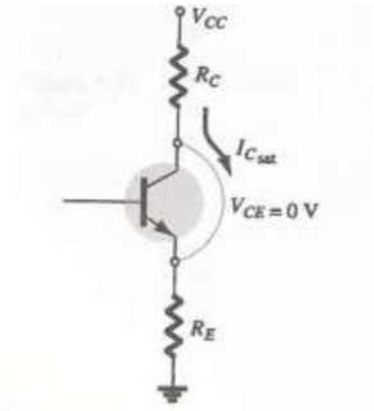


Figura 6.11 *Determinación de la corriente de saturación para la polarización estabilizada en emisor.*

6.3.2 ANÁLISIS POR MEDIO DE LA RECTA DE CARGA.

La ecuación de la malla colector-emisor que representa la polarización estabilizada den emisor es:

$$V_{CE} = V_{CC} \sim I_C \qquad + R_E) \qquad (6.6a$$

Para la cual se pueden determinar dos puntos:

—— para Ic=0 (6.6b

^{T} $\frac{V_{CC}}{{}_{R}C + {}_{R}E}$ para Vce=0 (6.6c)

Apoi, prin trasarea acestor puncte pe graficul care reprezintă caracteristicile dispozitivului și unirea lor cu o linie dreaptă, se obține punctul de funcționare Q prezentat în Figura 6.12, pentru o anumită valoare a lui Ibq.

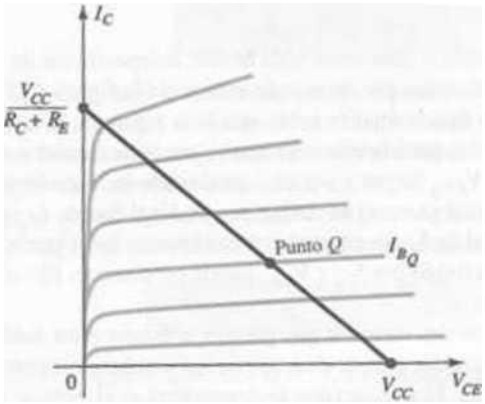


Figura 6.12 *Trasarea liniei de sarcină pe curbele caracteristice ale dispozitivului pentru determinarea punctului de funcționare Q. Pentru o polarizare stabilă a emitorului.*

6.4 POLARIZAREA DIVIZORULUI DE SUBTENSIUNE BJT

În polarizarea divizorului de tensiune prezentată în Figura 6.13, valorile lui Icq și Vce sunt independente de *beta-ul tranzistorului* , ceea ce este de dorit deoarece *beta* variază în funcție de temperatură. Nivelul lui Ibq se va modifica odată cu modificările beta, dar punctul de funcționare de pe curba caracteristică definită de Icq și Vceq poate rămâne fix dacă se utilizează parametrii de circuit corespunzători (vezi Figura 4.26).

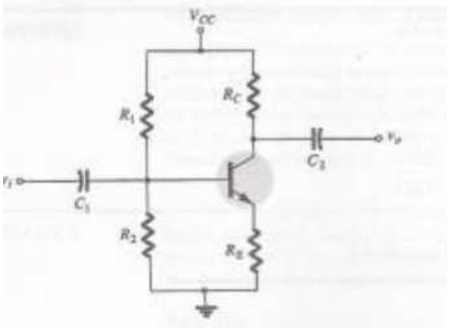


Figura 6.13 *Configuración de polarización por divisor de voltaje.*

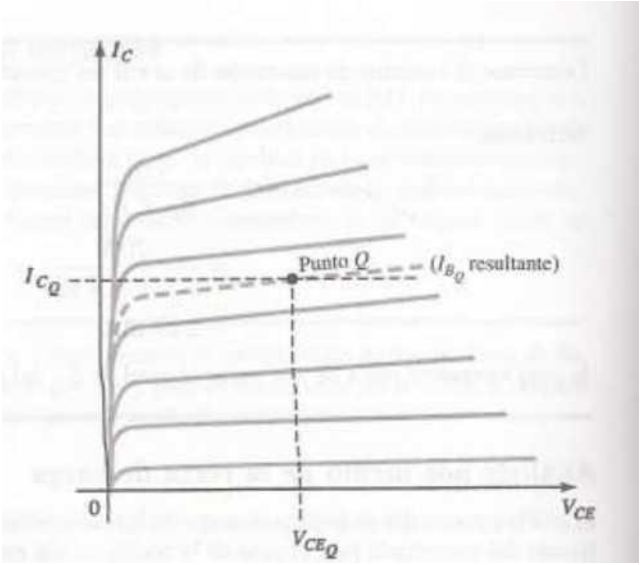


Figura 6.14 *Definición del punto Q bajo la configuración de divisor de voltaje.*

Analiza configurației divizorului de tensiune va fi efectuată utilizând un exemplu demonstrativ.

Exemplu demonstrativ. Determinați următoarele pentru configurația de polarizare a divizorului de tensiune din Figura 6.15.

(a) IC
(b) Vce

Soluție. Partea de intrare a circuitului poate fi redesenată așa cum se arată în Figura 6.16, apoi este posibil să se găsească echivalentul Thévenin așa cum este ilustrat în Figurile 6.17 și 6.18, rezultând circuitul din Figura 6.19.

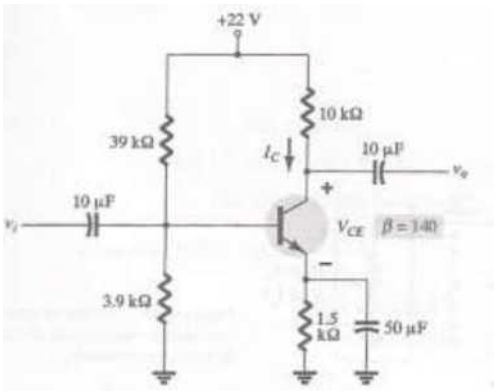


Figura 6.15 *Circuito de polarización por divisor de voltaje.*

Analiza rețelei poate fi realizată folosind două metode prezentate mai jos.

1. Metoda exactă

(*1) R_{Joi} (6.7a)

= (30kQ*3,9kQ)/(39kQ +3,9kQ)
= 3,55 kQ

Figura 6.19 *Inserarea circuitului*

Sustituyendo valores:
140*1.5kQ > 10*3.9kQ
210 > 39 (Verdadero)

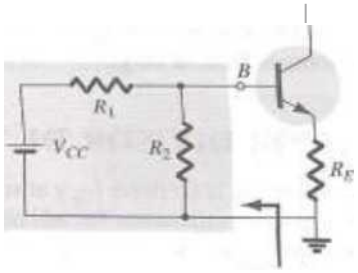
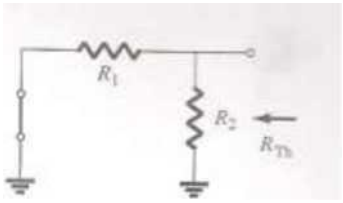


Figura 6.16 *Redibujo de la parte de entrada.*

(*2) E_{Th} $= \frac{R_2 * V_{CC}}{R + R *}$ (6.7b)

= 3,9kQ*22V/(39kQ+3,9kQ) = 2V



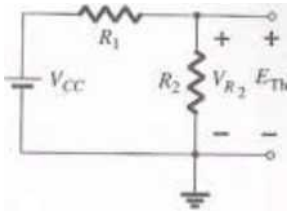
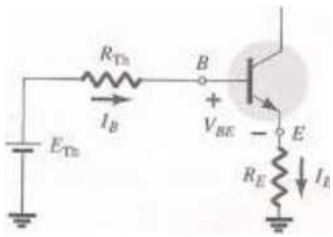


Figura 6.17 *Determinación de Rth.*

Figura 6.18 *Determinación de Eth.*

(a) $I_C = B * I_B$ + (6.7c)
= 140*6.05pA=0.85pA

(b) $V_{CE} \sim V_{CC}$ $I_C * (R_C + R_E)$ (6.7d)
= 22V-
0.85mA*(10kQ+ 1.5kQ) =22V-9.78=12.22V



echivalent Thévenin

2. Método aproximado
Este método solo se es aplicable cuando la siguiente condición se cumple:

$$\beta R_E > 10 R_2 \quad (6.8a)$$

Dacă o astfel de condiție este îndeplinită, atunci primul pas este calcularea tensiunii de bază (Vb). Acest lucru se realizează prin redesenarea porțiunii de intrare din Figura 6.15, așa cum se arată în Figura 6.20, unde Ri este rezistența dintre bază și masă pentru tranzistorul cu un rezistor în emitor (Re).

şi sunt legate prin: Ri = (B+1)*Re — BRe. Apoi, aplicând *regula divizorului de tensiune, V_B este* Se calculează în acelaşi mod ca şi al V-lea, adică:

(1*) $\overline{R1 + R2}$ (6.8b)

= 3.9kQ*22V/(39kQ+3.9kQ) = 2V

(2*) ^{V}E ^{V}B ^{V}BE (6.8c)

= 2V-O.7V=1.3V

(a) ^{I}CQ — IE $—VE$ (6.8d)

(b) $^{V}ECHIVALENT$ ^{V}CC ^{I}C * (^{R}C + ^{R}E)

= 22V - 0,867mA*(10kQ + 1,5kQ)=22V - 9,97 = 12,03V

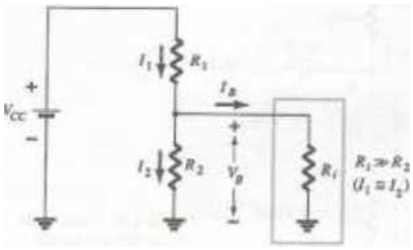


Figura 6.20 *Circuito polarizado parcialmente para calcular el voltaje de base Vb aproximado..*

Rezultatele pentru Icq şi Vcq sunt foarte apropiate de valorile reale. Cu cât nivelul lui Ri este mai mare în comparaţie cu R2, cu atât soluţia aproximativă este mai aproape de cea exactă.

6.4.1 DETERMINAREA CURENTULUI DE SATURAŢIE.

Ecuaţia pentru curentul de saturaţie este aceeaşi ca şi pentru configuraţia de polarizare stabilizată de emitor, adică:

$$Ic_{sat} = \frac{V_{CC}}{R_{CC} + R_E} \qquad (6.9)$$

6.4.2 ANALIZĂ CU MIJLOCUL LINIEI DE SARCINĂ.

Din nou, ecuaţia care defineşte circuitul de ieşire este aceeaşi cu cea a polarizării stabilizate a emitorului, prin urmare:

(6.10a

Pentru care se pot determina două puncte:

$V_{CE} = V_{CC}$ pentru Ic=0 (6.10b

$IC = \frac{V_{CC}}{C. + R_E}$ pentru Vce=0 (6.10c)

6.5 BJT SUB POLITIZARE CU FEEDBACK DE TENSIUNE

Este posibil să se obţină o bună stabilitate la ieşire dacă tranzistorul este polarizat aşa cum se arată în Figura 6.21, astfel încât să existe feedback de la colector la bază prin rezistorul Rb.

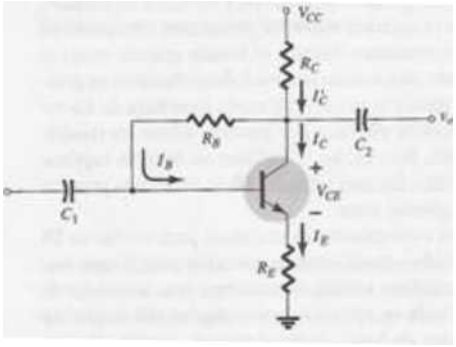


Figura 6.21
Configurație de polarizare cu feedback de tensiune.

Analiza configurației de feedback de tensiune va fi efectuată utilizând un exemplu demonstrativ.

Exemplu demonstrativ. Determinați următoarele pentru configurația de polarizare cu

retroalimentación de voltaje de la figura 6.22(a).

(c) Icq
(d) Vceq

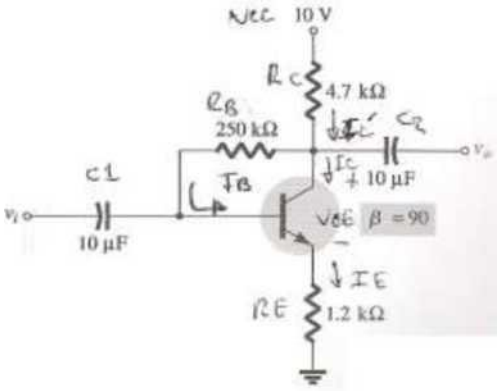


Figura 6.22
Circuit de polarizare cu feedback de tensiune.

Soluție. Analiza va fi efectuată prin separarea circuitului în două subcircuite, rețeaua bază-emitor prezentată în Figura 6.23 și rețeaua colector-emitor prezentată în Figura 6.24.

Aplicando la LVK en cada malla, se llega a las siguientes ecuaciones:

(*1) $I_B = \dfrac{V_{CC} \quad V_{BE}}{R_B + F *(R_C + R_E)}$

(6.11a)
= (10V-0.7)/(250kQ +90*(4.7kQ+1.2kQ) = 11.91

(*2) $I_{CQ} = B * I_B$

(6.11b)
= 90*11.91 pA= 1.07mA

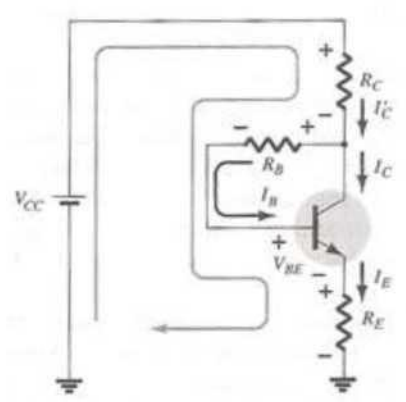


Figura 6.23 *Malla base-emisor.*

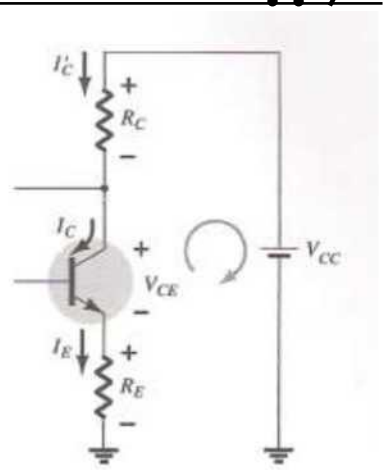


Figura 6.24 *Malla colector-emisor.*

(b)

$V_{CEQ} = V_{CC} - I_C *(R_C + R_E)$

(6.11c)
= 10V - 1,07mA*(4,7kQ+1,2kQ)=3,69V

6.5.1 DETERMINAREA CURENTULUI DE SATURAȚIE.

Din Figura 6.21 se poate observa că: ***I'c = Ic + Ib*** , cu toate acestea este posibil să se facă aproximarea ***I'c ^ Ic*** deoarece valoarea lui Ib este minimă, în această condiție ecuația pentru curentul de saturație este aceeași ca și pentru configurația de polarizare stabilizată cu emitor, adică: $I_{c_{Sat}} = \dfrac{V_{CC}}{R_e + R_{E\,E}}$ (6.12)

6.5.2 ANALIZĂ CU MIJLOCUL LINIEI DE SARCINĂ.

Din nou, ecuația care definește circuitul de ieșire este aceeași cu cea a polarizării stabilizate a emitorului.

6.6 METODĂ GENERALĂ PENTRU ANALIZA DIFERITELOR CONFIGURAȚII BJT CU POLARIZAȚIE DE CONTINUARE

Sunt posibile mult mai multe configurații de polarizare DC; cu toate acestea, metoda de analiză este în general aceeași și poate fi rezumată după cum urmează:

1. Separați circuitul în două rețele, rețeaua bază-emitor și rețeaua colector-emitor
2. Aplicați KVL la bucla bază-emitor și calculați curentul de bază
3. Calculați curentul de colector
4. Aplicați KVL la bucla colector-emitor și calculați tensiunea colectorului

6.7 CONCEPTUL DE PROIECTARE A CIRCUITULUI CU DISPOZITIVE LINIAR

În rețelele anterioare, analiza implica determinarea nivelurilor de curent și tensiune la bornele dispozitivului unui circuit complet definit. Procesul de proiectare, având în vedere aceste niveluri de curent și/sau tensiune, implică determinarea componentelor necesare pentru atingerea lor. Acest proces necesită, în general, o înțelegere clară a caracteristicilor dispozitivului și o înțelegere solidă a principiilor fundamentale ale analizei circuitelor. Valorile componentelor rezultate ar trebui să aproximeze valorile disponibile comercial pentru proiectarea circuitului real.

Exemplu demonstrativ. Pe baza caracteristicilor dispozitivului din Figura 6.25(a), Determinați Vcc, Rb și Rc pentru configurația de polarizare fixă din Figura 6.25(b).

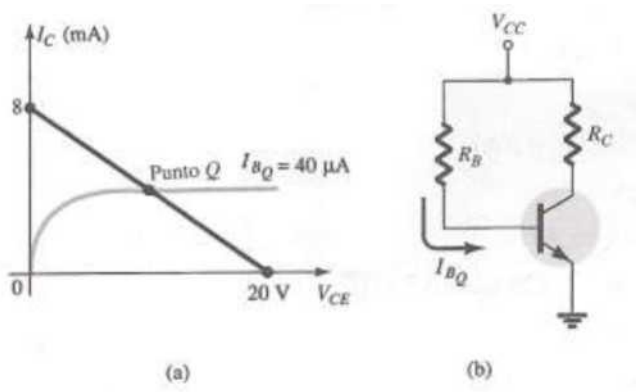


Figura 6.25 *(a) Curbă caracteristică și punct de funcționare; (b) Circuit cu polarizare fixă.*

Soluție. Din ecuațiile pentru configurația fixă și din linia de sarcină din Figura 6.25(a), avem:

Vcc=20V
Ic=Vcc/Rc (pentru Vce=0) Rc=Vcc/Ic =20V/8mA=2.5kQ
Ib=(Vcc-Vbe)/Rb Ib=(Vcc-Vbe)/Ib=(20V-0,7V)/40 p A=482,5kQ

Valorile rezistenței comerciale sunt:
Rc = 2,4 kQ
Rb = 470 kQ

6.8 STABILITATE SUB DIFERITE CONFIGURAȚII DE POLARIZARE

Stabilitatea este o măsură a sensibilității rețelei la modificările oricăruia dintre *parametrii săi* . Pentru orice amplificator cu tranzistor, curentul de colector (Ic) este sensibil la fiecare dintre următorii ***parametri ,*** *care* sunt la rândul lor dependenți de temperatură.

- *B:* Crește odată cu temperatura

- | *Vbe* | : Scade cu aproximativ *7,5* mV pentru fiecare creștere a temperaturii cu un grad Celsius (°C)
- *Ico (curent de saturație invers):* Valoarea sa se dublează pentru fiecare creștere a temperaturii cu 10°C.

sunt definiți următorii ***factori de stabilitate S:***

$$S(I_{CO}) = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CO}} \qquad (6.13a)$$

$$S(V_{BE}) = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} \qquad (6.13b)$$

$$S(B) = \frac{\Delta I_C}{\Delta B} \qquad (6.13c)$$

Cu cât factorul de sensibilitate pentru un parametru este mai mare, cu atât rețeaua va fi mai sensibilă la variațiile acelui parametru.

Tabelul următor prezintă variația parametrilor tranzistorului de siliciu în funcție de variația temperaturii.

T(°C)	Ico (nA)	Vbe (V)	B.
-65	0,2* 10^{-3}	0,85	20
25	0,1	0,65	50
100	20	0,48	80
175	3,3* 10^{-3}	0,3	120

Tabelul următor rezumă ecuațiile care reprezintă factorii de stabilitate pentru configurațiile de polarizare studiate mai sus.

	Factori de stabilitate		
Setarea de polarizare	***S(I co)***	***S(V FI)***	***S(B)***
Polarizare fixă	$Deci = (B + 1)$	$\frac{-B}{R_B}$	$\frac{CI}{B1}$
Polarizare în emițător	$SV \left\langle \frac{1 + \frac{R_B}{RE}}{Deci + R_B} \right\rangle \frac{1}{R_E}$	$\frac{-B}{RB + SoR_E}$	$\frac{ici(1 + RB1R_E)}{B1(1 + B_2 + R_B1RE)}$
Polarizare prin divizor de tensiune	$Sti\ u \left\langle \frac{1 + RTH1R_{SI}}{S(> + R1RE} \right.$	$\frac{-B}{R_{TH} + SoR}$	$\frac{ici(1 + R1R_E)}{B1(1 + B_2 + R_{TH}1RE)}$
Polarizare feedback în colector	$\frac{R1 + R_{BI}R^C}{Deci + R_BIR}$	$\frac{-B}{R + SoR_c}$	$\frac{ici(RB) + RC)}{B1(RB + RC(1 + B2))}$

Raporturile Rb/Re sau Rth/Re ar trebui să fie cât mai mici posibil, ținând cont de toate aspectele proiectării, inclusiv de răspunsul în curent alternativ.

6.9 APLICAȚII PRACTICE ALE BJT-ULUI

Următoarele sunt un set de aplicații practice dintre numeroasele care pot fi proiectate cu tranzistoare BJT.

6.9.1 Sursă de curent constant cu tranzistor BJT. FCC

O sursă ideală de curent constant este prezentată în Figura 6.26, unde se presupune că *Beta (B)* rămâne întotdeauna constantă. Echivalentul său, o *sursă practică de curent constant,* este prezentat în Figura 6.27. Cu această configurație, curentul de colector (Ic) va rămâne practic constant pentru orice valoare a rezistenței de sarcină. În acest caz, parametrii R1, R2 și Re trebuie aleși corespunzător pentru valoarea dorită a lui Ic.

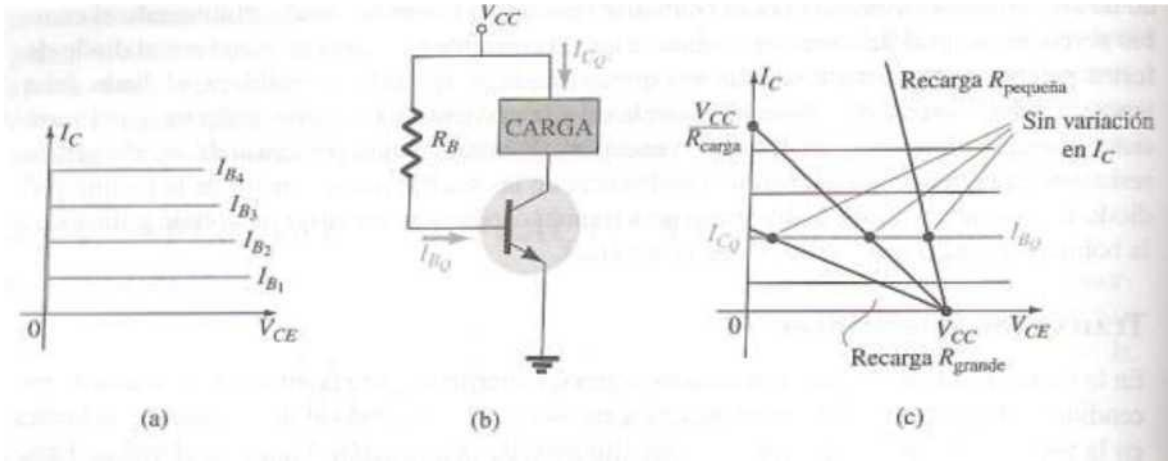
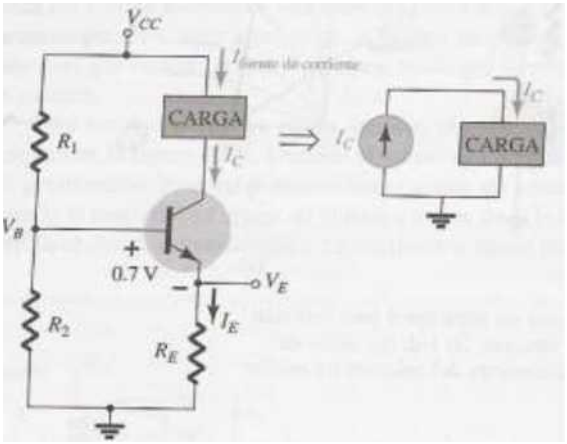


Figura 6.26 *Construcția unei surse de curent constant, presupunând caracteristici ideale ale BJT-ului: (a) caracteristici ideale; (b) rețea; (c) demonstrarea cauzei pentru care Ic rămâne constant.*

Figura 6.27 *Rețea care stabilește o sursă de curent practic constantă datorită sensibilității sale reduse la modificările beta.*



6.9.2 ȘI/SAU PORȚI LOGICE CU TRANZISTOARE BJT

În capitolul despre circuitele cu diode a fost prezentată proiectarea porților ȘI și SAU folosind diode și rezistențe; mai jos sunt prezentate aceleași porți, dar acum folosind tranzistoare BJT.

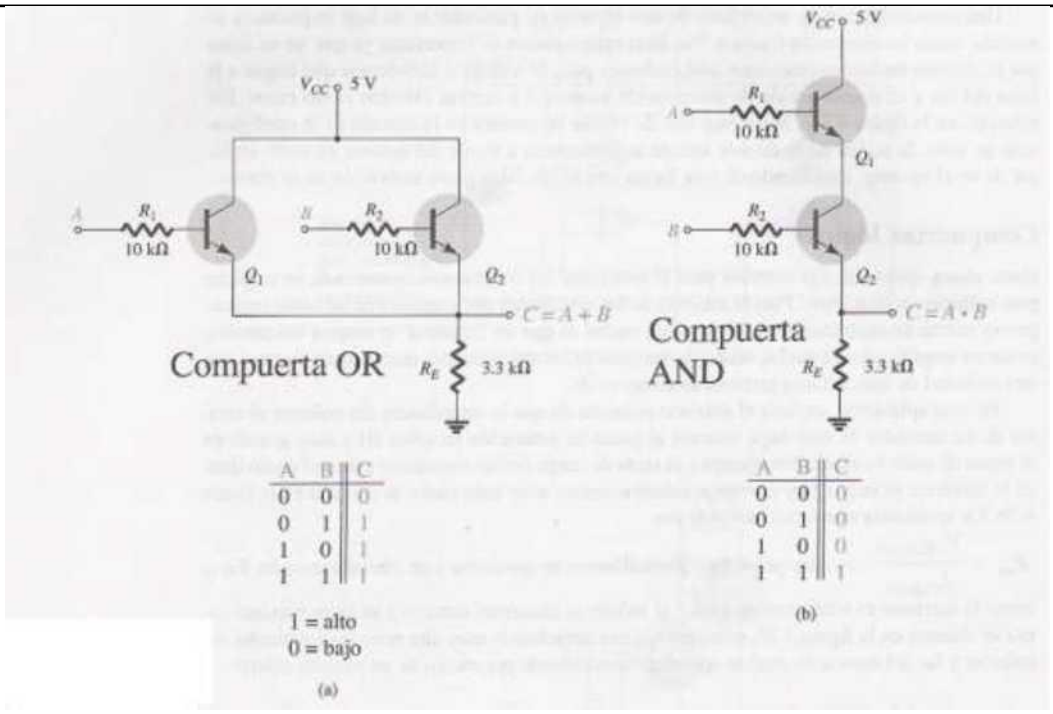


Figura 6.28 *Compuertas lógicas BJT: (a) AND; (b) OR*

6.10 TEHNICI DE LOCALIZARE A DEFECTELOR

Următoarele măsurători de bază ar trebui efectuate așa cum este ilustrat în figurile corespunzătoare pentru a detecta starea (defectă sau nu) a unui tranzistor BJT.

Pentru un tranzistor în starea „on", tensiunea Vbe ar trebui să fie în jur de 0,7 V. Figura 6.29.

Pentru un tranzistor amplificator tipic în regiunea activă, Vce se găsește în mod normal între 25% și 75% din tensiunea de alimentare (Vcc). Figura 6.30

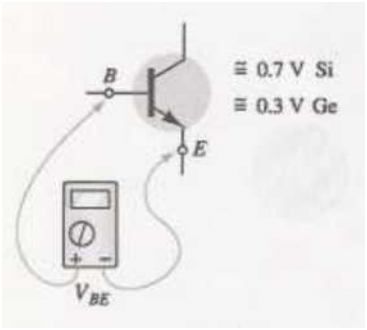


Figura 6.29 *Verificarea nivelului în cd al Vbe.*

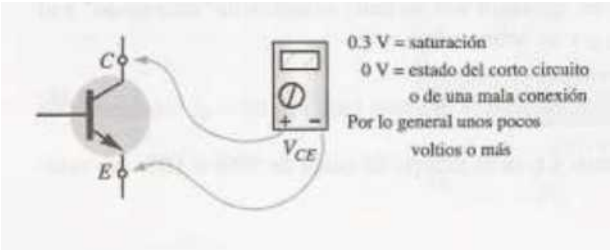


Figura 6.30 *Verificarea nivelului Vce.*

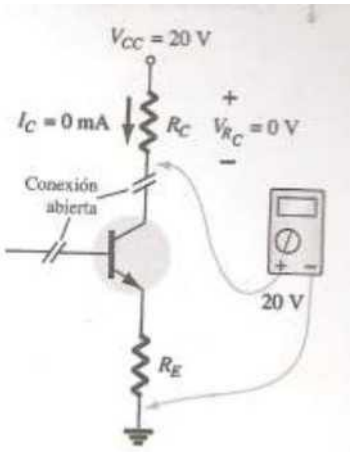


Figura 4.31 *Efectul unei conexiuni slabe sau al unui dispozitiv deteriorat.*

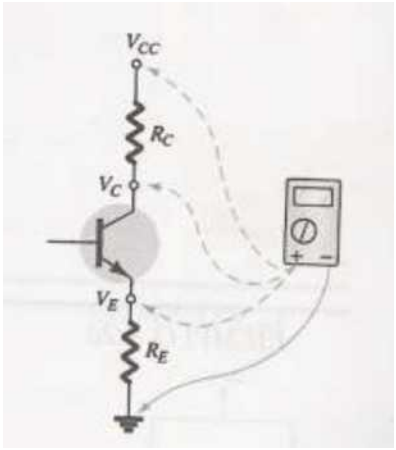


Figura 6.32 *Verificarea nivelurilor de tensiune în raport cu pământul.*

Capitolul 7. TRANZISTOARE CU EFECT DE CÂMP. FET-uri

7.1 TABEL COMPARATIV BJT vs. FET

În capitolele anterioare a fost studiat tranzistorul bipolar de joncțiune (BJT); acum va fi prezentat un nou tranzistor: *tranzistorul cu efect de câmp (FET)*. Spre deosebire de BJT, FET este un *tranzistor unipolar* (unde doar electronii sau golurile participă la procesul de conducție).

Următorul este un tabel comparativ al tranzistorului BJT și al tranzistorului FET

Comparație între tranzistoarele BJT și FET	
Tranzistor BJT	**Tranzistor FET**
Este un dispozitiv controlat în curent (vezi figura 7.1a): curentul de bază controlează curentul de colector.	Este un dispozitiv controlat în tensiune: tensiunea Vgs (vezi figura 7.1b) controlează curentul Id.
Există două tipuri de tranzistoare bipolare: *tranzistoare npn* și *tranzistoare pnp* .	Există două tipuri de tranzistoare cu efect de câmp: *FET-uri cu canal n* și *FET-uri cu canal p*
Tranzistorul BJT este un *dispozitiv bipolar,* adică conducția depinde de două tipuri de purtători de energie: electroni și goluri.	Tranzistorul FET este un dispozitiv *unipolar* ; conducția este o funcție de electroni *(FET cu canal n)* sau de găuri *(FET cu canal p)*.
Impedanța de intrare a BJT-ului este minimă.	Are o impedanță de intrare ridicată, cu niveluri de la 1 la sute de megaohmi, care este o caracteristică foarte importantă în proiectarea sistemelor de amplificare liniară de curent alternativ.
Transformatorul bipolar (BJT) are o sensibilitate mai mare la ieșirea sa la modificările variabilei sale de intrare, din motivele că Amplificatoarele BJT au un *câștig de tensiune alternativă mai mare* decât	FET-ul are o sensibilitate mai mică la ieșirea sa în raport cu variabila de intrare.
Sunt instabile ca răspuns la schimbările de temperatură.	FET-urile sunt mai stabile la schimbările de temperatură decât BTJ-urile, ceea ce le face deosebit de utile în *proiectarea IC (circuite integrate)*.

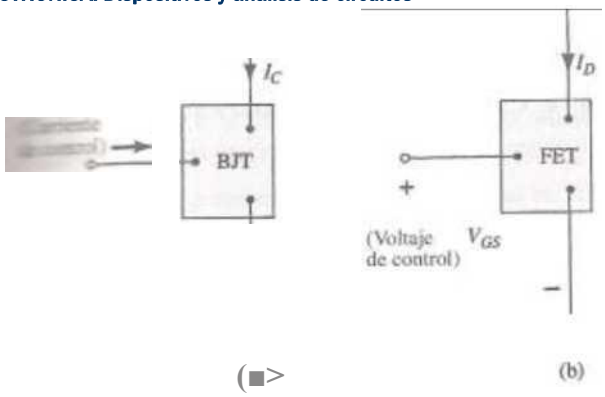


Figura 7.1 *Amplificadores controlados (a) BJT: por corriente; (b)FET: por voltaje.*

FETS-urile sunt clasificate în ***FETS cu canal n*** și ***FETS cu canal p*** în funcție de tipul de material din regiunea centrală a acestui dispozitiv.

În funcție de construcția și materialul de dopare, FETS-urile sunt clasificate după cum urmează:

- Tranzistorul *cu efect de câmp de joncțiune,* ***JFET*** *(Junction Field Transistor)*
- *Tranzistorul cu efect de câmp semiconductor metal-oxid,* MOSFET ***(*** *Metal-Oxide Tranzistor cu efect de câmp semiconductor.* Care, la rândul său, este împărțit în două tipuri
  - sau MOSFET de tip decrementator
  - sau MOSFET incremental

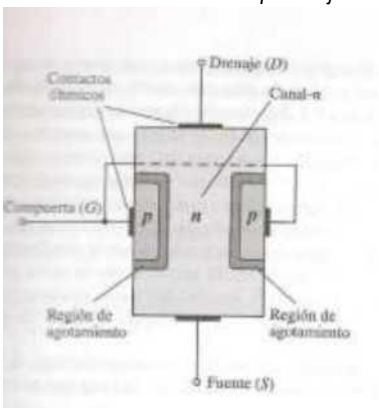
MOSFET-ul a devenit unul dintre cele mai utilizate dispozitive în proiectarea și construcția circuitelor integrate pentru computere digitale, parțial datorită stabilității sale termice.

7.2 STUDIUL TRANZISTORULUI CU EFECT DE CÂMP DE JONCȚIUNE (JFET)

7.2.1 CONSTRUCȚIA ȘI CARACTERISTICI ALE JFETS

Construcția de bază a unui tranzistor cu efect de câmp cu joncțiune este prezentată în Figura 7.2.

Figura 7.2 *Tranzistor cu efect de câmp de joncțiune (JFET), tip canal - n.*



Principiul de funcționare. Presiunea (potențialul) de la o sursă aflată la punctul S va provoca un flux de electroni către punctul D. Acest flux este controlat de poarta G (valva). Vezi figura.

că cele două materiale de tip p sunt conectate între ele și, de asemenea, la terminalul porții G.

7.2.2 CURBE CARACTERISTICE JFET

Tensiunea poartă-sursă, notată cu Vgs, este tensiunea de control pentru tranzistorul JFET . Pentru tranzistorul **BJT ,** curbele caracteristice *Ic* (curentul colector = curentul emitor) sunt funcții ale lui *Vce* pentru diferite niveluri ale lui *Ib* (curentul de bază sau curentul de control). În cazul tranzistorului **JFET** , curbele *Id (curentul drenă = curentul sursă)* sunt funcții ale lui *Vds* (tensiunea sursă-drenă) pentru diferite niveluri ale *lui Vgs* (tensiunea de control sau tensiunea porții).

Următoarea analiză se referă la un JFET cu canal n. Obiectivul nostru este de a înțelege comportamentul tranzistorului pentru diferite niveluri Vgs.

Vgs=0 și Vds>0. În această condiție de polarizare, prezentată în Figura 7.3 și reprezentată grafic în Figura 7.4 (de fapt, acesta este un grafic al rezistenței canalului n a JFET: R = Vds/Id), se observă o creștere continuă a Id (curentului de drenă) pentru valori din ce în ce mai pozitive ale lui Vp. Cu toate acestea, în punctul în care Vgs=0 și Vds=Vp, Idss rămâne constant pentru orice valoare a lui Vds>Vp, iar ***nivelul de saturație se spune că a fost atins*** . Valoarea lui Vp care provoacă acest comportament se numește ***tensiune de pinch-off*** ; această denumire este asociată cu pinch-off-ul canalului n, așa cum se arată în Figura 7.5. Rețineți că curentul nu scade la zero amperi; acesta rămâne pur și simplu constant. Mai mult, este curentul maxim și se numește *curent maxim de drenă* (Idss).

Figura 7.4 *Id în funcție de Vds când Vgs = 0*

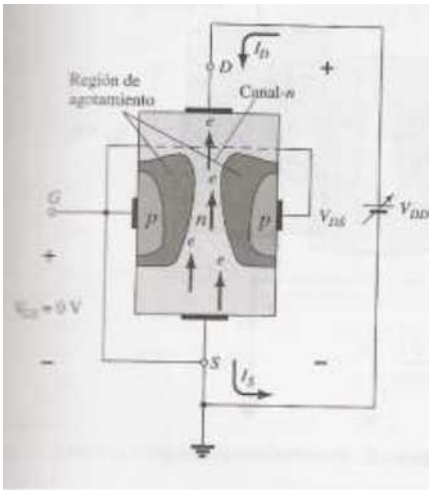
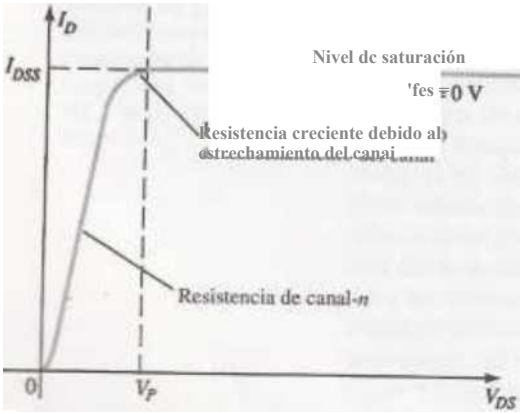


Figura 7.3 *JFET con Vgs = 0 y Vds > 0*



Vgs<0. Figura 7.6 prezintă o curbă caracteristică a JFET pentru trei niveluri diferite de Vgs (0, -1 și -2 V). După cum se poate observa, tensiunile de poartă mai mari permit curenți mai mari prin canal pentru creșteri corespunzătoare ale tensiunii sursei (Vds), până la o limită cunoscută sub numele de *nivel de curent de saturație* pentru un nivel Vgs fix.

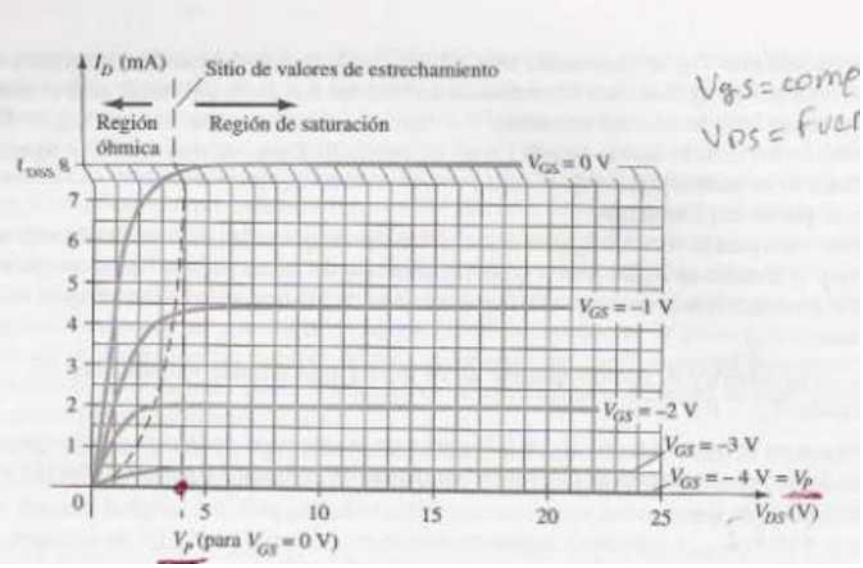


Figura 7.6 *Características de un JFET de canal-n con Idss = 8 mA y Vp = -4V*

Din același grafic (7.6) se poate verifica că: atunci când Vgs = -Vp, nivelul curentului de saturație va fi foarte aproape de zero, adică, în acest moment JFET-ul nu conduce și se spune că este în starea oprită.

Zona graficului din dreapta situsului *valorii de îngustare* este cunoscută sub numele de *regiune de curent constant, regiune de saturație sau regiune de amplificare liniară* și este regiunea utilizată în mod normal în amplificatoarele liniare (amplificatoare cu distorsiune minimă a semnalului aplicat).

7.2.3 UTILIZAREA JFET CA REZISTOR CONTROLAT ÎN TENSIUNE

Regiunea din stânga punctului de îngustare din Figura 7.6 este cunoscută sub numele de *regiunea rezistenței ohmice* sau *controlate în tensiune* . În această regiune, JFET-ul poate fi utilizat ca rezistor variabil a cărui rezistență este controlată de tensiunea poartă-sursă (Vgs). Pe măsură ce Vgs devine mai negativă, panta curbei devine mai orizontală, corespunzând unui nivel de rezistență în creștere. În această regiune, rezistența variabilă poate fi calculată ca:

$$rd = \frac{r_0}{(1 - Vgs / V_P)^2} \qquad (7.1)$$

Unde:

rO este rezistența când Vgs=0
rd este rezistența la un anumit nivel al lui Vgs

7.2.4 SIMBOLURI JFET

Figura 7.7 prezintă simbolurile grafice reprezentative ale JFET-ului cu canal n (Fig. 7.7a) și JFET-ului cu canal p (Fig. 7.7b)

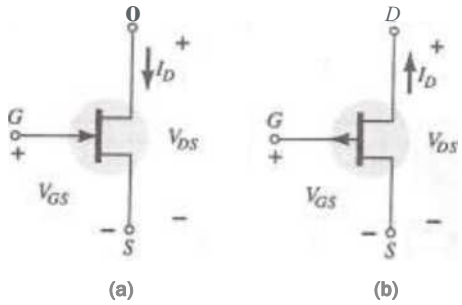


Figura 7.7 *Simboluri JFET: (a) canal n; (b) canal p*

7.2.5 CARACTERISTICI DE TRANSFER

Pentru tranzistorul BJT, curentul de ieșire Ic și curentul de control la intrare Ib sunt legate între ele folosind *factorul beta*, considerat o constantă, adică:

Ic = B*Ib (7.2)

Aceasta este o ecuație liniară. Totuși, acest comportament liniar nu apare cu JFET. Relația dintre curentul Id (variabila de ieșire) și tensiunea de poartă Vgs (variabila de intrare) este definită de ***ecuația Shockley*** :

$$Id = Idss\left(1 - \frac{Vgs}{Vp}\right)^2 \qquad (7.3)$$

Unde Idss și Vp sunt constante pentru fiecare JFET particular, rețineți că Id este doar o funcție de Vgs.

O metodă grafică pentru găsirea unei anumite valori a lui Id în funcție de Vgs și Vds implică intersecția a două curbe, prima fiind o ***curbă de transfer*** definită de ecuația 5.3, iar a doua fiind o *curbă de ecuație de rețea.*

Determinarea grafică a curbei de transfer. Curba de transfer poate fi reprezentată grafic direct din ecuația 5.3 sau dintr-o curbă caracteristică JFET, cum ar fi cea prezentată în figura 7.6.

În Figura 7.8, curba de transfer a unui JFET a fost obținută din curba din Figura 7.6. Rețineți că valorile lui Vgs sunt reprezentate grafic pe axa orizontală negativă și apoi corelate cu valorile lui Id pe axa verticală pozitivă. Prin unirea acestor puncte, se obține graficul de transfer.

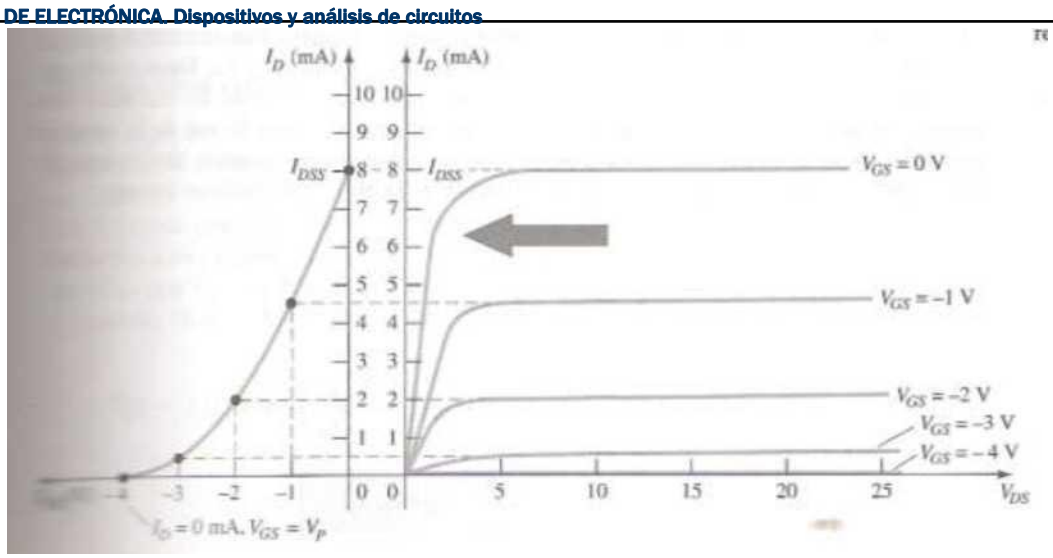


Figura 7.8 *Obținerea curbei de transfer pentru caracteristicile de drenaj*

Determinarea matematică a curbei de transfer. Printr-o analiză a ecuației
Punctele menționate în tabelul T2 au fost obținute folosind Shockley. Aceste puncte sunt valabile pentru toate JFET-urile și sunt suficiente pentru trasarea curbei de transfer.

Tabelul T2. Vgs în funcție de Idmediantela Ecuația Shockley

Vgs [V]	Id [mA]
0	Idss
0,3 Vp	Idss/2
0,5 Vp	Idss/4
Vice	0

7.2.6 REZUMATUL ECUAȚIILOR DE BAZĂ ȘI COMPARATIVE ALE JFET ȘI BJT-ULUI

Următorul este un set de ecuații comparative pentru JFET și BJT; potriviți primul cu configurația prezentată în Figura 7.9(a) și, respectiv, 7.9(b).

JFET	Transformator bipolar
$Id = Idss(1 - \frac{Vicepreș}{edinte})^2$	$Ic = B\ Ib$
$Id = Este$	$I_C = I_E$
$Ig = 0$	$V_{BE} = 0{,}7\ V$

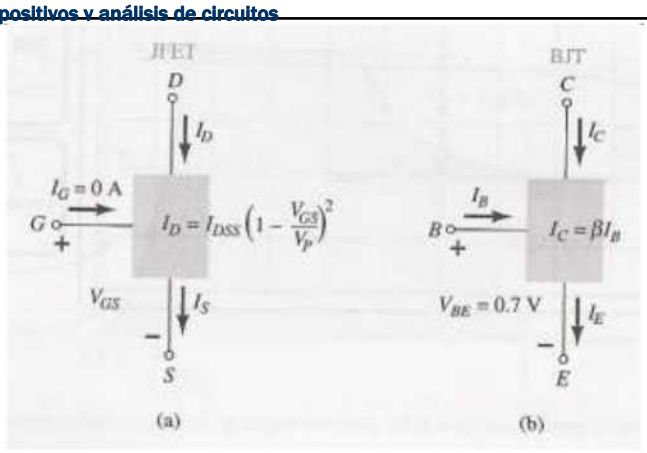


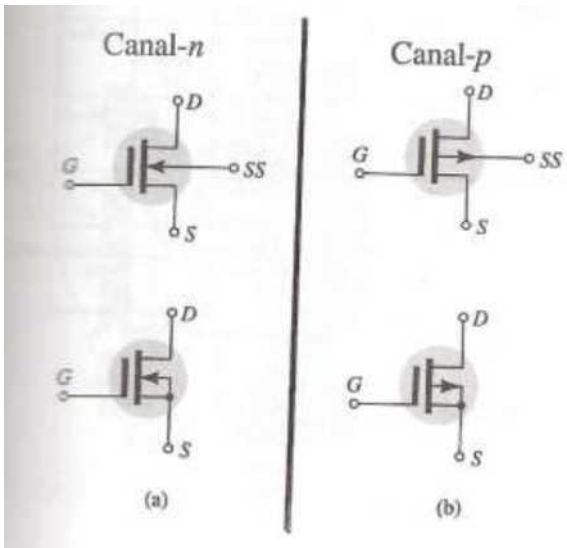
Figura 7.9 *(a) JFET versus (b) BJT*

Consideraţii pentru analiză. Reţineţi că Vbe = 0,7 V este baza pentru începerea unei analize BJT; pentru un JFET trebuie să începeţi prin a considera că Ig = 0 (curentul de poartă). De asemenea, pentru un BJT, Ib este primul parametru care trebuie determinat; în cazul unui JFET este în mod normal Vgs.

7.3 MOSFET DE TIP REDUS

Tranzistoarele MOS (metal-oxid-semiconductor) sunt dispozitive cu efect de câmp care utilizează un câmp electric pentru a crea un canal de conducţie. Sunt mai importante decât JFET-urile deoarece majoritatea circuitelor integrate digitale sunt construite folosind tehnologia MOS. Există două tipuri de MOS: MOSFET-uri cu canal N (**NMOS)** şi MOSFET-uri cu canal P (**PMOS**). Aceste tranzistoare pot fi fie în mod de amplificare , *fie* în mod de epuizare . Deşi MOSFET-urile cu mod de epuizare sunt acum învechite, ele vor fi studiate în această secţiune deoarece respectă ecuaţia Shockley. Următoarea figură prezintă simbolurile utilizate pentru a reprezenta MOSFET-urile cu mod de epuizare.

Figura 7.10 *Simboluri MOSFET în mod decrescător. (a) canal n şi (b) canal p. În figura de sus, terminalul substratului este liber; în figura de jos, terminalul substratului este conectat la sursă.*



7.3.1 CONSTRUCŢIA DE BAZĂ A NMOS-ULUI BAZAT PE DECRET

Figura 7.11 prezintă construcţia de bază a unui tranzistor MOSFET cu canal n de tip decrementator. Substratul este baza pe care este construit dispozitivul şi este fabricat din *siliciu de tip p.* Terminalele D şi S sunt conectate la canalul n prin regiuni dopate cu n; cu toate acestea, terminalul G este izolat de canalul n de un strat subţire de *dioxid de siliciu* , care acţionează ca un dielectric. Unele tranzistoare MOSFET oferă un al patrulea terminal conectat la substrat (etichetat SS în figură), rezultând un tranzistor cu 4 terminale. În altele, acest terminal este conectat intern la sursă.

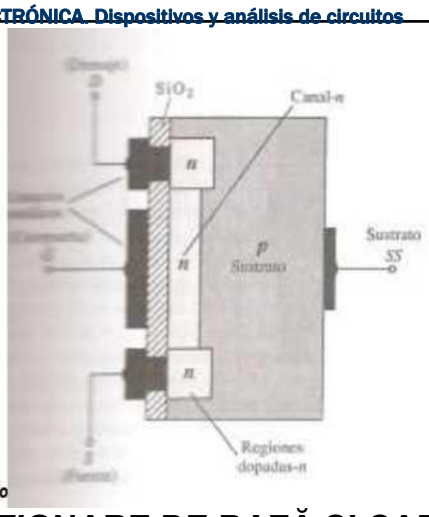


Figura 7.11 *Construcción del MOSFET de tipo decremental de canal-n.*

7.3.2 FUNCȚIONARE DE BAZĂ ȘI CARACTERISTICI DE TRANSFER PENTRU NMOS ÎN DESCREȘTERE

Termenul *decremental* în NMOS de tip decremental se datorează faptului că atunci când se aplică o tensiune negativă (Vgs < 0) între poartă (G) și sursă (S), se obține o decrementare respectivă a electronilor de conducție din canalul n ca urmare a repulsiei acestora de către poartă (polarizată negativ) și atragerii golurilor (+) de la substrat la canalul n, până la punctul în care tensiunea Vgs = -Vp *(nivel de îngustare)* moment la care curentul de dren este egal cu zero (Id=0).

Graficul *caracteristicii de transfer* a unui *MOSFET decremental cu canal n* este alcătuit din două regiuni, prima este ***regiunea decrementală*** *și* se găsește între nivelul de tăiere (Vp,0) și nivelul de saturație (0,Idss), a doua este ***regiunea incrementală*** care începe atunci când valorile lui Vgs devin pozitive odată cu creșterea respectivă a curentului de dren (Id).

U.^<Exemplu demonstrativ. Reprezentați grafic caracteristicile de transfer pentru un MOSFET cu canal n decremental cu Idss = 10 mA și Vp = -4V.

Soluție. Din punctele Shockley prezentate mai sus, se obține următoarea corespondență:

La Vgs = 0V	Id = Idss = 10mA
La Vgs = Vp = -4 V	Id= 0mA
În Vgs = Vp/2=-2V	Id = Idss / 4 = 2,5

La Idss/2 = 5 mA La Vgs = 0,3 Vp = -1,2 V

Aceste puncte sunt situate în regiunea descrescătoare a curbei de transfer (așa cum se poate observa din valorile negative ale lui Vgs). Pentru a găsi traiectoria graficului în regiunea crescătoare, se utilizează ecuația Shockley, alegând o valoare adecvată pentru Vgs, astfel încât curba să nu devină prea lungă. Folosind acest criteriu, dacă Vgs este setat la +1, atunci:

$$Id = Idss(1 - Vgs/Vp)^2 = 10\ mA\ [1- (1V/-4V)]^2 = 15,63\ mA$$

Rezultatul este graficul de transfer prezentat mai jos.

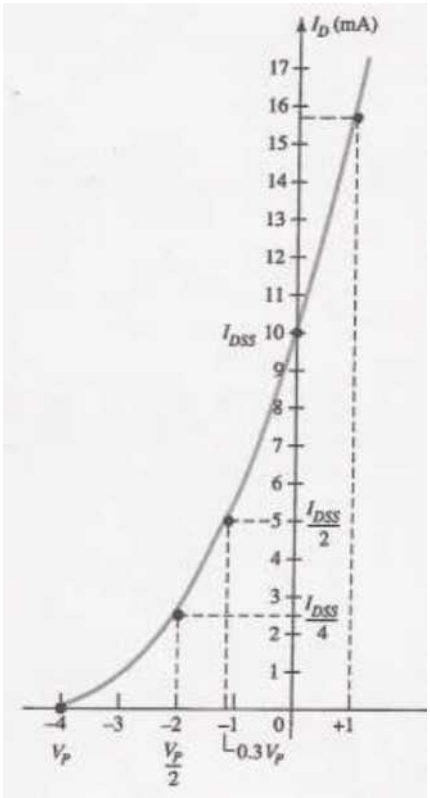


Figura 7.12
Caracteristicile de transfer ale unui MOSFET cu canal n decremental.

7.3.3 MOSFET DESCRESCĂTOR CU CANAL P

Figura 7.13 prezintă în (a) construcția de bază a tranzistorului MOSFET cu canal p decremental, în (b) curba de transfer (Vgs - Id) și în (c) caracteristicile drenului (Vds - Id). Ecuația Shockley rămâne aplicabilă și trebuie aplicat în ecuație doar semnul corespunzător al lui Vgs și Vp.

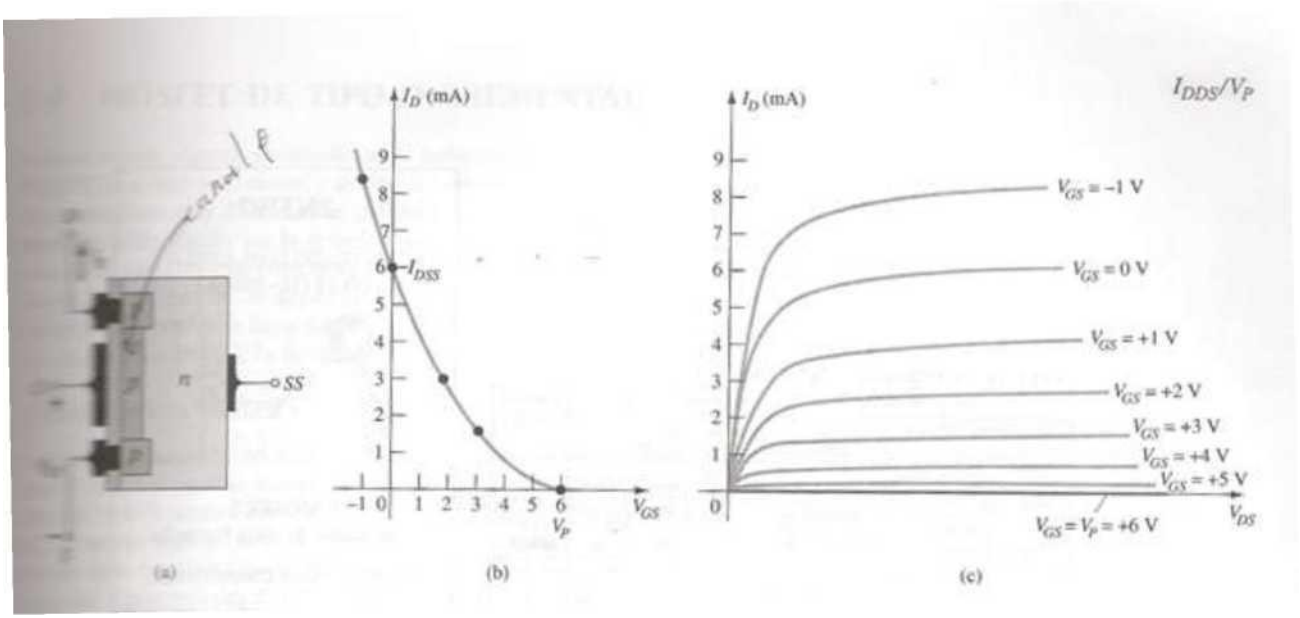


Figura 7.13 *MOSFET tipo decremental de canal-p. (a) Construcción básica; (b) grafica de transferencia y (c) características de drenaje.*

7.4 MOSFET-ul de tip incremental

Pentru MOSFET-ul incremental, curba de transfer nu este definită de ecuația Shockley, iar curentul de dren rămâne în cutoff (Id=0) până când tensiunea pozitivă gate-source atinge o anumită magnitudine (Vt).
Următoarea figură prezintă simbolurile utilizate pentru a reprezenta tranzistoarele MOSFET incrementale.

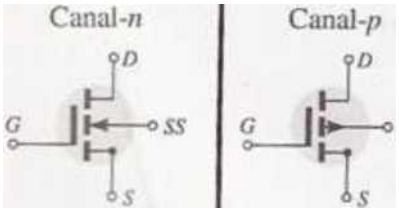


Figura 7.14 *Simboluri MOSFET incrementale. (a) canal n și (b) canal p. În figura de sus, terminalul substratului este liber; în figura de jos, terminalul substratului este conectat la sursă.*

7.4.1CONSTRUCȚIE DE BAZĂ

Construcția de bază a unui MOSFET incremental cu canal n este prezentată în

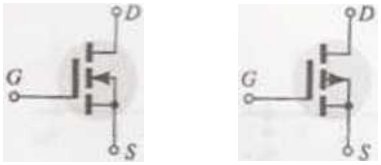


Figura 7.15. Se observă absența canalului n, care, în cazul MOSFET decremental, conecta

regiunile dopate cu n ale sursei (S) și drenului (D). Aceasta este principala diferență în construcția ambelor tipuri de MOSFET.

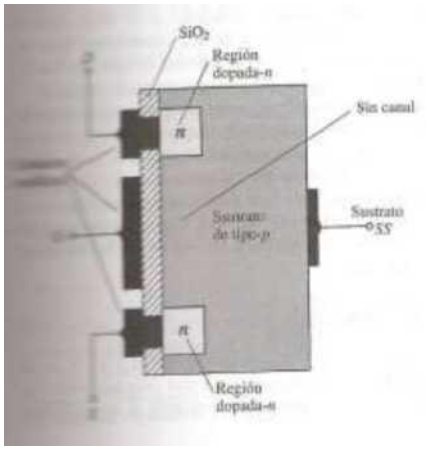


Figura 7.15 *Construcción del MOSFET de tipo incremental de canal-n.*

7.4.2 FUNCȚIONAREA ȘI CARACTERISTICI DE BAZĂ ALE MOSFET-ULUI INCREMENTAL

După cum s-a menționat anterior, tranzistorul MOSFET incremental cu canal n în stare dezelectrizată nu are în mod corespunzător un canal n; cu toate acestea, atunci când este polarizat astfel încât Vgs > 0, golurile (+) ale substratului (S) vor fi respinse spre capătul opus, formând un canal n care va uni regiunile dopate cu n ale drenului (D) și sursei (S).

Graficul *caracteristicii de transfer a tranzistorului MOSFET incremental cu canal n* este prezentat în Figura 7.16. Se poate observa că curentul de dren rămâne egal cu zero (Id=0) până când tensiunea pozitivă grilă-sursă atinge un nivel cunoscut sub numele de *tensiune de prag Vt* . După acest punct, are loc o creștere rapidă a curentului de dren (Id) cu avansul corespunzător al lui Vgs către valori din ce în ce mai pozitive. De asemenea, rețineți din grafic că acest MOSFET funcționează numai în regiunea incrementală.

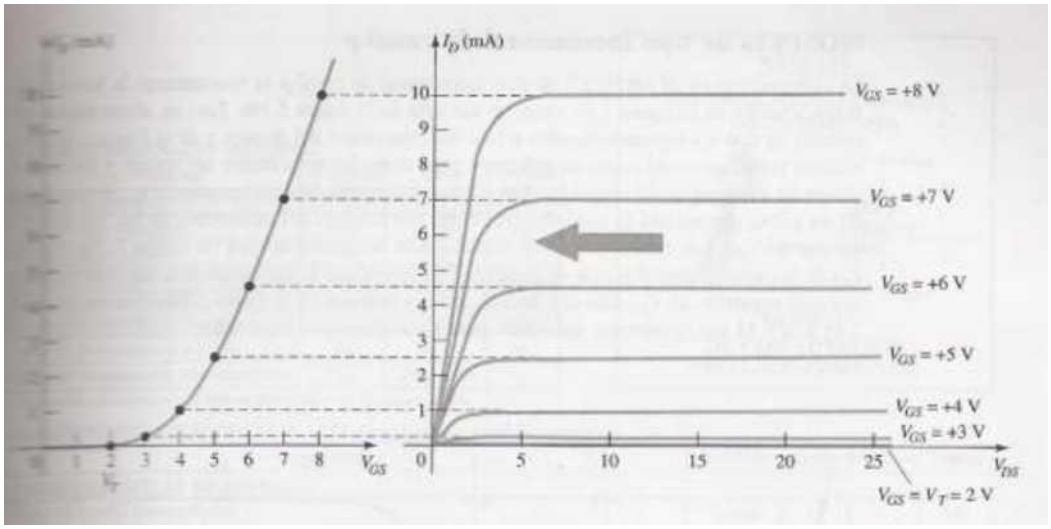


Figura 7.16 *Graficul caracteristicilor de transfer ale unui MOSFET de tip canal incremental din caracteristicile drenului.*

Pentru niveluri Vgs > Vt, curentul de dren este legat de tensiunea gate-sursă aplicată prin următoarea relație neliniară:

$$ID = k(V_{GS} - V_T)^2 \qquad (7.4a)$$

Unde: k = este o constantă care, la rândul ei, depinde de fabricația dispozitivului și poate fi obținută din următoarea relație (derivată din cea anterioară)

$$k = \frac{}{(V_{GSq} - VT)^2} \qquad (7.4b)$$

Unde: I_2D și V_2GS sunt orice valori (cu condiția ca $V_2GS > V_2T$) care definesc un punct pe graficul de transfer.

7.4.3 MOSFET de tip incremental cu canal P

Figura 7.17 prezintă în (a) construcția de bază a MOSFET-ului incremental cu canal p, în (b) curba de transfer (Vgs - Id) și în (c) caracteristicile drenului (Vds - Id). Ecuațiile definite pentru MOSFET-ul incremental cu canal n rămân aplicabile.

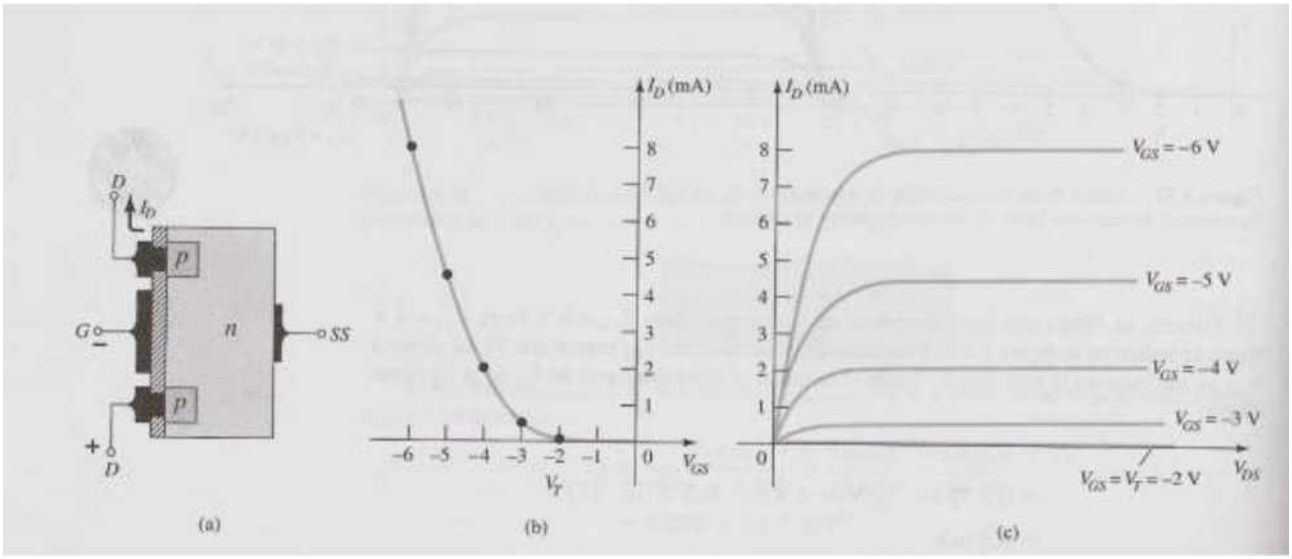


Figura 7.17 *MOSFET tipo incremental de canal-p. (a) Construcción básica; (b) grafica de transferencia y (c) características de drenaje.*

7.5 RECOMANDĂRI DE PROTECȚIE PENTRU UN MOSFET

Stratul subțire de SiO_2 situat între poartă și canalul unui MOSFET are avantajul de a oferi o caracteristică de impedanță de intrare ridicată; cu toate acestea, necesită o manipulare atentă pentru a evita potențialele periculoase care l-ar putea deteriora. Prin urmare, la transport, acesta trebuie

învelit în *folie de aluminiu* (pentru a scurtcircuita terminalele) sau conectat într-un *inel* (asigurându-se că toate terminalele sunt la zero volți).

apar *fenomene tranzitorii (modificări bruște de tensiune sau curent)* care pot deteriora dispozitivele sensibile, cum ar fi tranzistoarele MOSFET; prin urmare, faceți-vă un obicei din a scoate întotdeauna circuitul de sub tensiune înainte de a scoate un dispozitiv.

Configurația prezentată în Figura 7.18 protejează MOSFET-ul împotriva potențialelor peste *tensiunea maximă gate-source*. Acest lucru se realizează prin conectarea diodelor Zener așa cum este indicat. Un dezavantaj al protecției folosind diode Zener este că rezistența la oprire a unei diode Zener este mai mică decât impedanța de intrare stabilită de stratul de SiO_2 , reducând astfel rezistența de intrare, care totuși rămâne suficient de mare pentru majoritatea aplicațiilor.

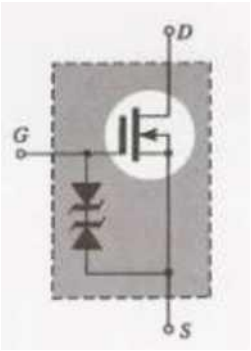


Figura 7.18 *MOSFET protegido por zeners*

7.6 FET-ul vertical cu oxid de siliciu. VMOS

Unul dintre dezavantajele tranzistoarelor MOSFET tipice este capacitatea sa redusă de gestionare a puterii (de obicei mai mică de 1 W) în comparație cu tranzistoarele BJT. Această limitare este depășită prin schimbarea formei FET-ului de la planară (Figura 7.11) la formă de V (Figura 7.19). Acest tip de FET se numește VMOS *(Vertical Metal-Oxide-Silicon - Oxid-Metal Vertical)*.

Principalele caracteristici ale VMOS.

- Comparativ cu tranzistoarele MOSFET planare disponibile comercial, tranzistoarele FET VMOS

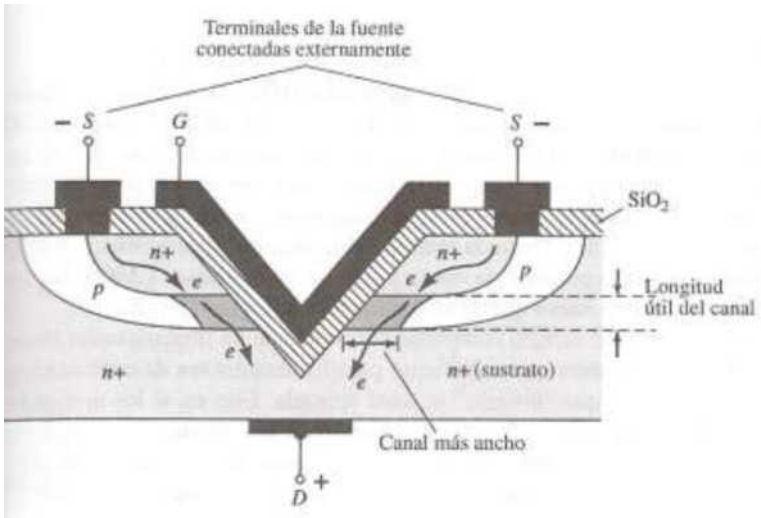


Figura 7.19 *Construcción de un VMOS (Vertical Metal-Oxide-Silicon).*

  au niveluri reduse de rezistență a canalului și valori nominale de curent și putere mai mari.
- Acestea posedă un coeficient de temperatură pozitiv care va acționa împotriva unei posibile avalanșe termice.
- Nivelurile reduse de stocare a sarcinii au ca rezultat *timpi de comutare mai rapizi* pentru construcția VMOS în comparație cu timpii de comutare mari ai construcției planare convenționale. Practic, timpul de comutare al unui VMOS este un procent din timpul de comutare al unui BJT.

7.7 Aranjament MOSFET complementar. CMOS

Este posibil să se obțină un circuit logic foarte eficient prin construirea unui MOSFET cu canal p și a unui MOSFET cu canal n pe același substrat, așa cum se arată în Figura 5.45. Observați canalul p indus în stânga și canalul n indus în dreapta pentru dispozitivele cu canal p și respectiv canal n. Această configurație este cunoscută sub numele de **aranjament MOSFET complementar** , prescurtat **CMOS** ; o astfel de configurație are aplicații extinse în logica computerizată.

Impedanța de intrare relativ mare, vitezele mari de comutare și nivelurile scăzute de putere de funcționare ale configurației CMOS au ca rezultat o disciplină complet nouă numită **proiectare logică CMOS** .

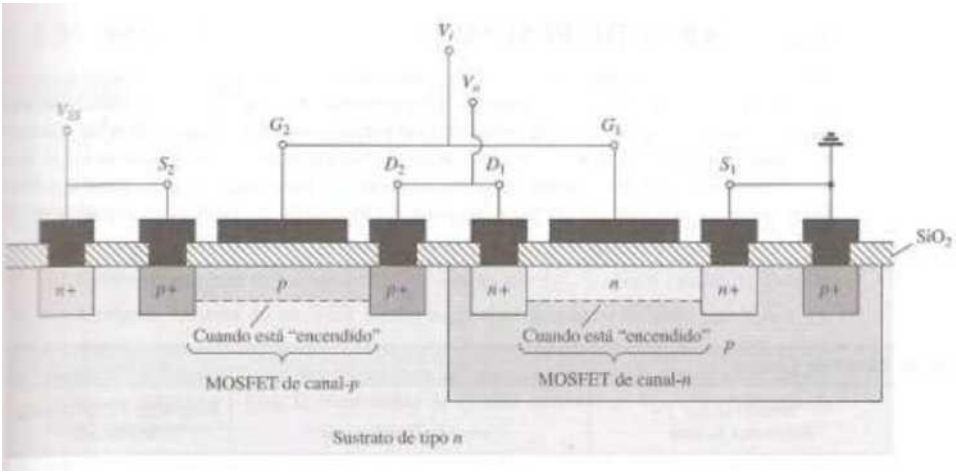


Figura 7.20 *Conectarea CMOS în invertorul logic.*

Capitolul 8. POLARIZAREA FET

În capitolul anterior, a fost realizat un studiu comparativ între tranzistoarele BJT și FET. Au fost studiate și cele două tipuri de FET - JFET și MOSFET, fiind prezentate curbele lor caracteristice și ecuațiile definitorii. În acest capitol, circuitele cu FET vor fi studiate folosind ecuațiile din capitolul anterior. Circuitele care urmează să fie studiate corespund diferitelor configurații deja prezentate în studiul polarizării BJT. După cum se știe, analiza poate fi efectuată matematic sau grafic, cu o diferență foarte mică în ceea ce privește acuratețea rezultatelor. Vom opta pentru analiza grafică, deoarece reprezintă o economie semnificativă de timp și este avantajos mai ilustrativă. Rețineți că are un sistem de două ecuații, prima (neliniară) reprezintă caracteristicile dispozitivului, în timp ce a doua (liniară) reprezintă configurația rețelei și că metoda matematică constă în găsirea unei soluții simultane a ecuațiilor, în timp ce graficul constă în găsirea intersecției curbelor reprezentative ale fiecărei ecuații, o astfel de intersecție reprezentând soluția și fiind punctul de funcționare, lucru sau stabilitate Q.

8.1 REZUMATUL ECUAȚIILOR PENTRU ANALIZA FET

Următorul tabel prezintă ecuațiile care definesc caracteristicile tranzistoarelor FETS pentru referință în problemele de analiză.

Rezumatul ecuațiilor caracteristice ale tranzistoarelor FET

Ecuația	Se se aplică la:
$I_{G.} \sim 0\ A$	Toți tranzistorii FET.

Toți tranzistorii FET.

Notă: (V_{GSq}, I_{oq}) definesc orice punct pe graficul de transfer

$$I_D = I_S$$

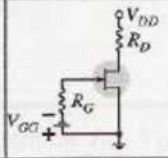
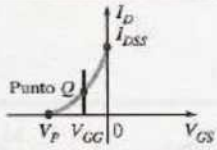
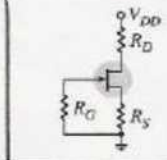
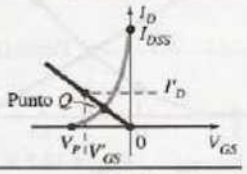
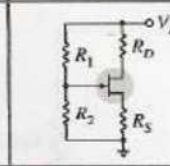
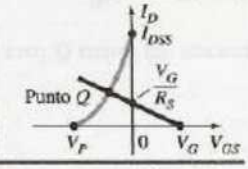
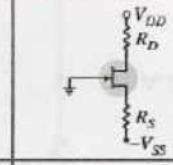
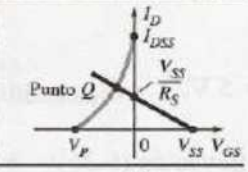
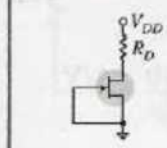
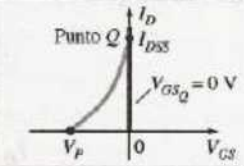
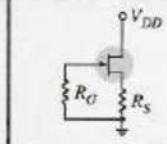
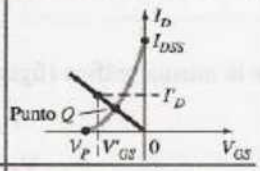
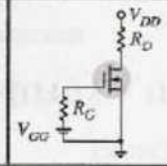
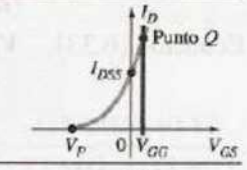
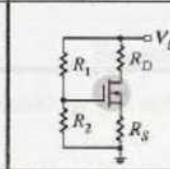
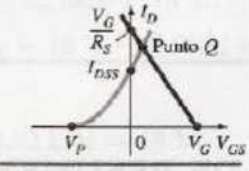
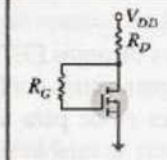
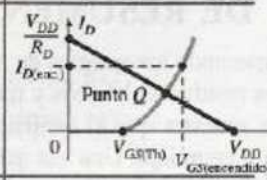
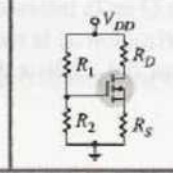
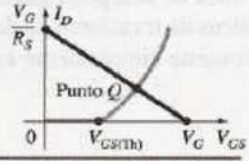
$$I_D \sim I_{DSS} \left(\frac{V_{GS}}{V_P J}\right)^2$$ A²

Los transistores JFET y MOSFET tipo decremental (Ecuación de Shockley).

$$I_D = k\,(V_{GS} - V_T)^2$$

Transistores MOSFET de tipo incremental.

Următorul tabel rezumă ecuațiile rețelei pentru fiecare dintre configurațiile prezentate în acesta; determinarea acestor ecuații se realizează prin aplicarea corectă a legilor de tensiune ale lui Kirchhoff la plasele rețelei.

Tipo	Configuración	Ecuaciones aplicables	Solución gráfica
JFET con polarización fija		$V_{GS_Q} = -V_{GG}$ $V_{DS} = V_{DD} - I_D R_S$	
JFET con autopolarización		$V_{GS} = -I_D R_S$ $V_{DS} = V_{DD} - I_D(R_D + R_S)$	
JFET con polarización por divisor de voltaje		$V_G = \frac{R_2 V_{DD}}{R_1 + R_2}$ $V_{GS} = V_G - I_D R_S$ $V_{DS} = V_{DD} - I_D(R_D + R_S)$	
JFET de compuerta común		$V_{GS} = V_{SS} - I_D R_S$ $V_{DS} = V_{DD} + V_{SS} - I_D(R_D + R_S)$	
JFET ($V_{GS_Q} = 0$ V)		$V_{GS_Q} = 0$ V $I_{D_Q} = I_{DSS}$	
JFET ($R_D = 0\ \Omega$)		$V_{GS} = -I_D R_S$ $V_D = V_{DD}$ $V_S = I_D R_S$ $V_{DS} = V_{DD} - I_S R_S$	
MOSFET de tipo decremental con polarización fija		$V_{GS_Q} = +V_{GG}$ $V_{DS} = V_{DD} - I_D R_S$	
MOSFET de tipo decremental con polarización por divisor de voltaje		$V_G = \frac{R_2 V_{DD}}{R_1 + R_2}$ $V_{GS} = V_G - I_S R_S$ $V_{DS} = V_{DD} - I_D(R_D + R_S)$	
MOSFET de tipo incremental con configuración por retroalimentación		$V_{GS} = V_{DS}$ $V_{GS} = V_{DD} - I_D R_D$	
MOSFET de tipo incremental con polarización por divisor de voltaje		$V_G = \frac{R_2 V_{DD}}{R_1 + R_2}$ $V_{GS} = V_G - I_D R_S$	

Tabelul R1. Configurații de polarizare FET

8.2 ANALIZĂ JFET POLARIZATĂ ÎN CC

Analiza polarizării continue pentru JFET în diferite configurații de rețea va fi prezentată prin exemple ilustrative. Procedura generică pentru analiza JFET este următoarea:

1. Trasați curba de transfer folosind punctele cheie ale ecuației Shockley numerotate în tabelul T2.
2. Alegeți ecuația liniei de sarcină din tabelul r1, în funcție de configurația rețelei.
3. Trasați linia de sarcină pe curba de transfer.
4. Găsiți punctul de funcționare Q.
5. Determinați ceilalți parametri ai rețelei folosind ecuațiile corespunzătoare conform tabelului r1.

Exemplu demonstrativ. Pentru *configurația cu polarizare fixă* prezentată în Figura 8.1, determinați următoarele:

la) V
b) I_{Dq}
c) V_{DS}
d) V.D.
şi) V_{G}.
F) V_{S}.

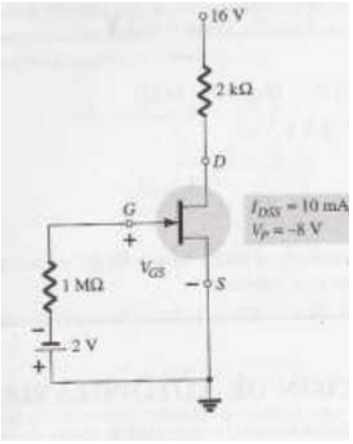


Figura 8.1 *Configuración de polarización fija del JFET.*

Soluție.
Metoda matematică.

(a) $V_{oSq} = -V_{oS} = -2V$
(b) $I_{Dq} = I_{DSS}(1-V_{GS}/V_P)^2 = 10mA(1--2V/-8V)^2 = 5,625$
(c) $V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D = 16V - 5,625mA * (2kO) = 4,75\ V$
(d) $V_D = V_{DS} = 4,75\ V$
(e) $V_G = V_{GS} = -2V$
(f) $V_S = 0V$

Metoda grafică. Mai întâi, graficul Shockley este reprezentat grafic folosind punctele cheie ale ecuației Shockley (numerotate în tabelul T2). Apoi, pe acest grafic se trasează o linie dreaptă: $V_{GS} = -V_{GG} = -2V$. Graficul și linia dreaptă sunt prezentate în Figura 8.2. Valorile dorite sunt apoi ușor de găsit prin observarea graficului.

(a) $V_{GSq} = -V_{GS} = -2V$
(b) $I_{Dq} = 5,6$
(c) $V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D = 16V - 5,6mA * (2kO) = 4,8\ V$
(d) $V_D = V_{DS} = 4,8\ V$
(e) $V_G = V_{GS} = -2V$
(f) $V_S =$

0V

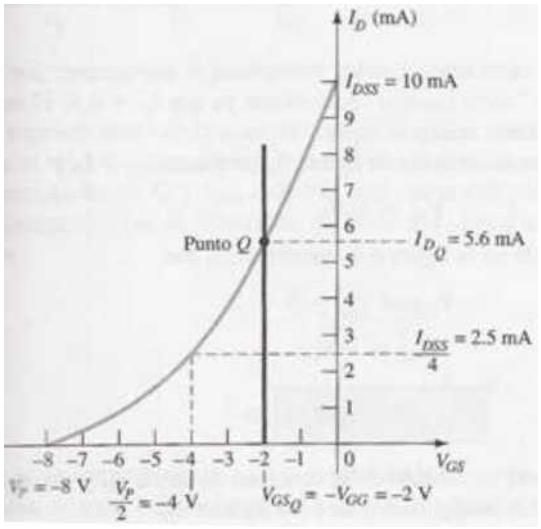


Figura 8.2 *Analiza JFET în configurație de polarizare fixă folosind linia de sarcină.*

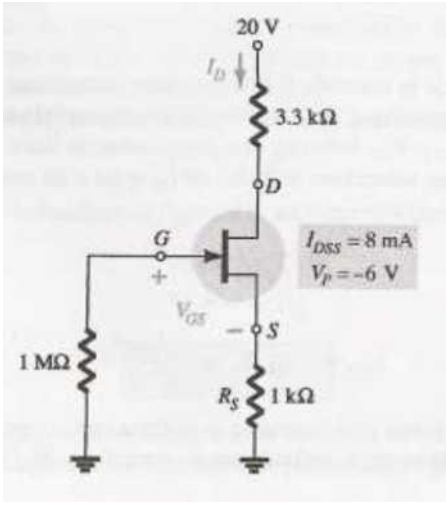


Figura 8.3 *Configuración de autopolarización del JFET.*

Exemplu demonstrativ. Pentru *configurația de autopolarizare* prezentată în Figura 8.3, calculați următoarele:

g) V_{GSq}
h) I_{Dq}
i) V_{DSI}
j) V_S
k) V_G
l) V.D.

Soluție. Mai întâi, se trasează graficul Shockley din punctele cheie ale ecuației Shockley (numerotate în Tabelul T2). Pe acest grafic se trasează o linie dreaptă definită de ecuația $V_{GS} = -I_D R_S$, care are o pantă de $-R_S$. Pentru a-l trasa, este suficient să se găsească două puncte, primul este (0,0), iar al doilea poate fi ales arbitrar, cum ar fi ($-I_D R_S$, $I_D = I_{DSS}/2$). Apoi, se trasează graficele, iar intersecția lor definește punctul de funcționare Q, așa cum se arată în Figura 6.15.

(a) $V_{GSq} = -V_{Gs} = -2,6$ V (din grafic)
(b) $I_{Dq} = 2,6$ mA (din grafic)
(c) $V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_S + R_D) = 20V - 2,6*(1kQ+3,3kQ) = 8,82V$
(d) $V_S = I_D R_S = 2,6$ mA*(1kQ) = 2,6 V

(e) $V_G = 0$ V

(F) $V_D = V_{DS} + V_S = 8{,}82V + 2{,}6V = 11{,}42V$ sau

$V_D = V_{DD} - I_D R_D = 20V - 2{,}6mA*(3{,}3kQ) = 11{,}42V$

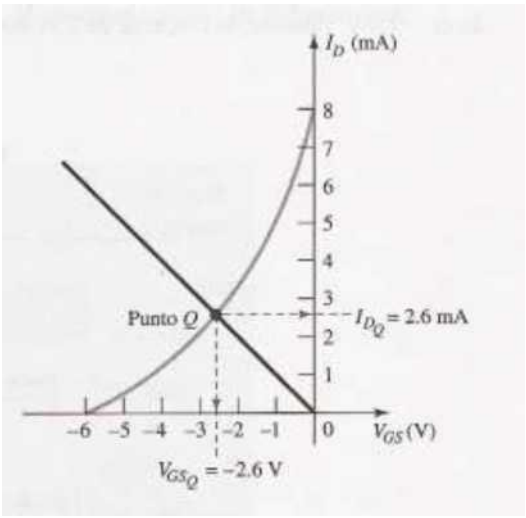


Figura 6.15
Analiza JFET-ului în configurație de auto-polarizare utilizând linia de sarcină.

În particular, este posibil să se demonstreze că pentru configurația de autopolarizare, nivelurile Creșterea VALORILOR LUI RS apropie linia de sarcină de AXA ID (axa verticală).

Exemplu demonstrativ. Pentru *configurația divizorului de tensiune* prezentată în Figura 8.5

$$Tu = V_G - ¡ DRV_S = 1{,}82V - {}_{ID}(1{,}5\ kQ)$$

determine lo siguiente:

a) VGSq
b) iDq
c) VD
d) VS
e) VDS
f) VDG

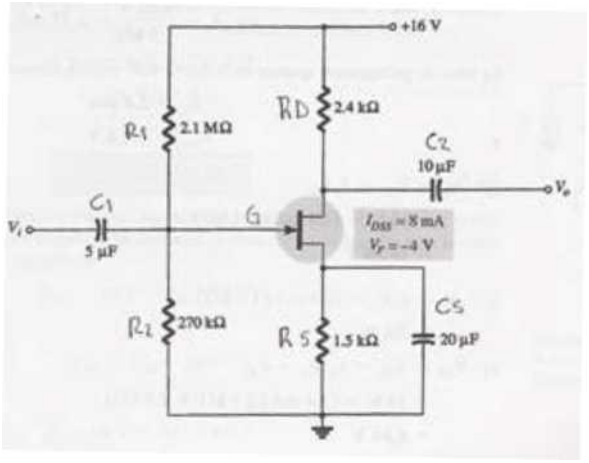


Figura 8.5 *Configuración por divisor de voltaje del JFET.*

Solución. Primero se dibuja la gráfica de Shockley a partir de los puntos clave de la ecuación de Shockley (numerados en la Tabla T2), la gráfica se muestra en la figura 8.6. Luego se halla la ecuación de la recta de carga, la cual está definida por:

$$V_G \quad \frac{R_2 V_{DD}}{R + R_2} \quad \frac{27(\text{AQ}*16V}{2.\text{IA}/\text{Q} \blacksquare 0.27M\text{Q}} = 1.82V$$

A doua ecuație corespunde liniei de sarcină și are forma y = mx + b (intersecție cu panta). Se pot găsi oricare două puncte pentru a o reprezenta grafic, de exemplu:

Dacă ID = 0 mA: V GS = +1,82
Dacă V GS = 0V: ID = V G /R S = 1,82V / 1,5kQ = 1,21 mA

Linia de sarcină este prezentată în Figura 8.6, deci punctul de funcționare este intersecția dintre cele două curbe, adică:

(a) V GS = -1,8 V

(b) $i_{Dq} = 2,4$ mA

(c) $V_D = V_{DD} - I_D R_D = 16V - 2,4mA * 2,4kQ = 10,24V$

(d) $V_S = I_D, R_S = 2,4\,MA * 1,5\,kQ = 3,6\,V$

(e) $V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_D + R_S) = 16V - 2,4mA*(2,4kQ + 1,5kQ) = 6,64V$ sau $V_{DS} = V_D - V_S = 10,24V - 3,6V = 6,64V$

(f) $V_{DG} = V_D - V_G = 10,24\,V - 1,82\,V = 8,42\,V$

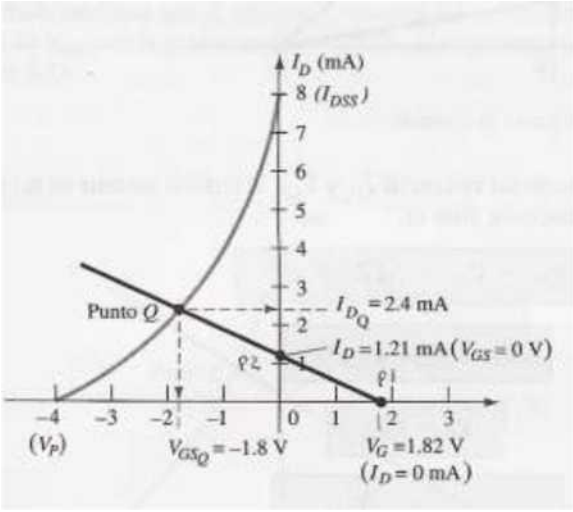


Figura 8.6 *Analiza configurației divizorului de subtensiune JFET utilizând linia de sarcină.*

Exemplu demonstrativ. Pentru *configurația comună a porții* prezentată în Figura 8.7

Determinați următoarele:

a) V_{GSq}
b) eu_{Dq}
c) $V_D V_G$
d) V_S
e) V_{DS}
f)

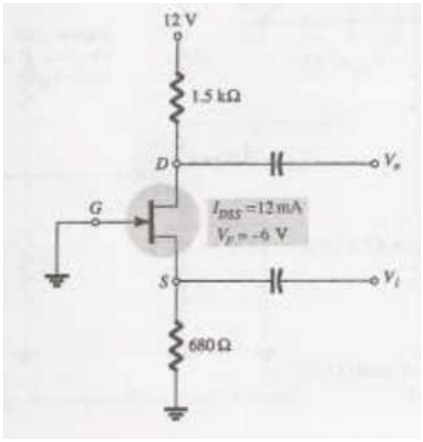


Figura 8.7 *Configuración de compuerta común del JFET.*

Soluție. Mai întâi, se trasează graficul Shockley din punctele cheie ale ecuației Shockley (numerotate în Tabelul T2). Graficul este prezentat în Figura 8.8. Apoi, se calculează ecuația liniei de sarcină, care este definită prin:

$$V_{GS} = - I_{DS} R$$

Ecuația unei drepte este de forma y = mx. Pentru a o trasa, se pot găsi oricare două puncte, de exemplu:

Dacă $I_D = 0$ mA: $V_{GS} = 0$

Dacă $I_D = 6$mA: $V_{GS} = -6mA * 680Q = -4.08V$

Linia de sarcină este prezentată în Figura 8.8, deci punctul de funcționare este intersecția dintre cele două curbe, adică:

(a) $V_{GS} = -2,6\,V$

(b) $i_{Dq} = 3,8$ mA
(c) $V_D = V_{DD} - I_D R_D = 12V - 3,8mA*1,5kQ = 6,3V$
(d) $V_G = 0V$
(e) $V_S = I_D, R_S = 3,8\,MA * 680Q = 2,58$ V
(f) $V_{DS} = V_D - V_S = 6,3V-2,58V = 3,72V$

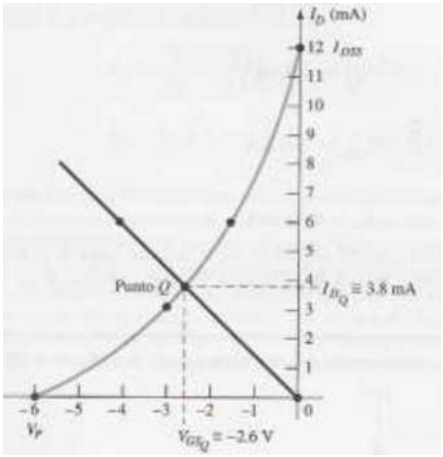


Figura 8.8 *Analiza JFET în configurația comună a porții folosind linia de sarcină.*

8.3 ANALIZA MOSFET-ULUI CU PUNCTE DECRETATE CD

Analiza curentului continuu a unui MOSFET decremental este foarte similară cu analiza curentului continuu a unui JFET, datorită similarității curbelor lor de transfer. Principala diferență constă în modul în care este reprezentată grafic ecuația Shockley pentru valori pozitive ale lui V_{GS}. DUPĂ CUM s-a studiat, MOSFET decremental permite valori pozitive ale lui V_{GS}, PRECUM ȘI niveluri ale lui I_D CARE depășesc I_{DSS}.

Exemplu demonstrativ. Pentru *configurația de auto-polarizare a canalului n decremental* prezentată în Figura 8.9 , determinați valorile: *MOSFET tipo*

a) V_{GSq}
b) eu $_{Dq}$
c) V_D

Soluție. Curba de transfer în regiunea negativă este reprezentată grafic din punctele cheie ale ecuației Shockley numerotate în Tabelul T2. Pentru a determina partea pozitivă, se dă o valoare arbitrară a lui V_{GS}, în acest caz V_{GS} = +2. Această valoare este substituită în ecuația Shockley, rezultând :

$I_D = I_{DSS} (1 = V_{GS} / V_P)^2 =$ 8mA

$[1- (2V/-8V)]^2 = 12,5$ mA

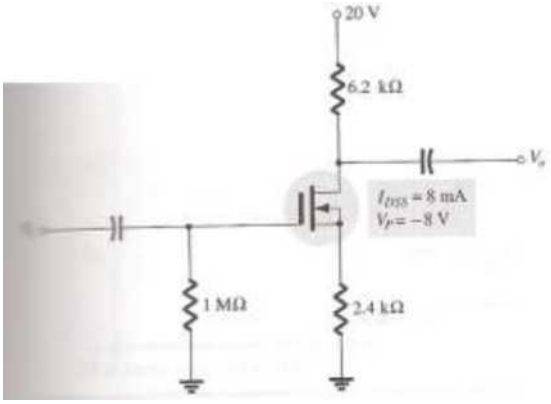


Figura 8.9 *MOSFET tipo decremental de canal-n en configuración de autopolarización.*

Diagrama de transfer este prezentată în Figura 6.34. Ecuația de auto-polarizare este:

$V_{GS} = IR_{DS}$

Apoi:

Dacă $I_D = 0$ mA: $V_{GS} = 0$

Dacă $V_{GS} = -6V$: $I_D = V_{GS}/R_S = -6V / 2.4kQ = 2.5$ mA

Linia de sarcină este prezentată în Figura 8.10, deci punctul de funcționare este intersecția dintre cele două curbe, adică:

(a) $V_{GS} = -4,3$ V

(b) Dq = 1,7 mA

(e) $V_D = V_{DD} - Id\ R_D = 20V - 1,7mA*6,2kQ = 9,46V$

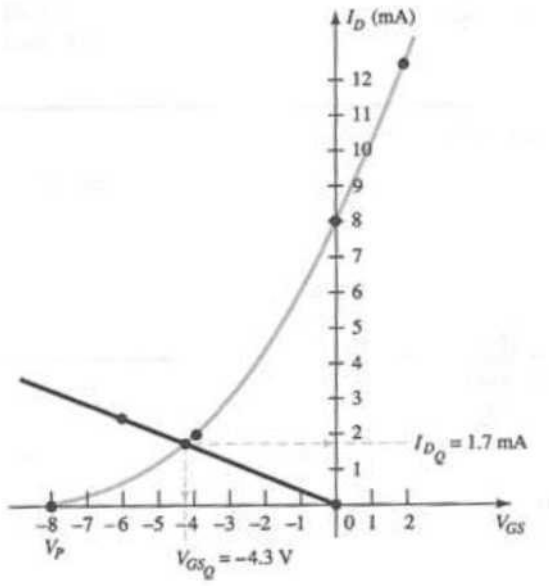


Figura 8.10 *Analiza tranzistorului MOSFET cu canal n de tip decremental, cu configurație de autopolarizare* , utilizând linia de sarcină.

Exemplu demonstrativ. Pentru *configurația divizorului de tensiune al MOSFET-ului decrementator cu canal n* prezentat în Figura 8.11 , determinați valorile:

d) V_{GSq}

e) Dq

f) V_{DS}

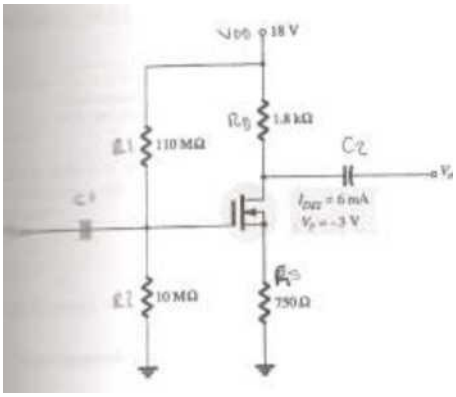


Figura 8.11 *MOSFET tipo decremental de canal-n, en polarización por divisor de voltaje*.

Soluție. Curba de transfer în regiunea negativă este reprezentată grafic din punctele cheie ale ecuației Shockley numerotate în tabelul T2. Pentru a determina partea pozitivă, se dă o valoare arbitrară a lui V_{GS} , cum ar fi $V_{GS} = +1$; această valoare este substituită în ecuația Shockley, rezultând :

$I_D = I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_P)^2 = 6mA\ [1- (1V/-3V)]^2 = 10,67$ mA

Curba de transfer este prezentată în Figura 6.31. Pentru a găsi ecuația liniei de sarcină, se utilizează ecuațiile divizorului de tensiune, rezultând:

$$V_{G.} = \frac{Rulotă_{D}}{R+R} = \frac{10MQ * 18V}{I0A/Q - 110\,MQ} \frac{10M \_ 18}{} = 1{,}5\ V$$

$$V_{GS} = V_G - I_D R V_S = 1{,}5\ V - ID\,(750_Q)$$

A doua ecuație corespunde liniei de sarcină. Se pot găsi oricare două puncte pentru a o trasa, de exemplu:

Dacă $I_D = 0$ mA: $V_{GS} = V_G = 1{,}5$
Dacă $V_{GS} = 0$V: $I_D = V_G / R_S = 1{,}5V / 7500 = 2$ mA

Linia de sarcină este prezentată în Figura 8.12, deci punctul de funcționare este intersecția dintre cele două curbe, adică:

(a) $V_{GS} = -0{,}8$ V
(b) Dq = 3,1 mA
(e) $V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_D + R_S) = 18$ V - 3,1 mA * (1,8 kO + 7500) = 10,1 V

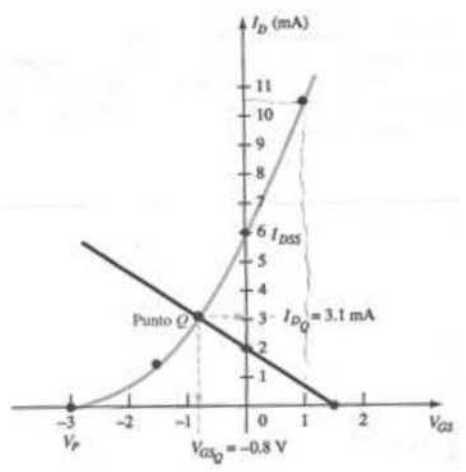


Figura 8.12 *Analiza tranzistorului MOSFET cu canal n de tip decremental,* cu configurație de divizor de tensiune, utilizând linia de sarcină.

În particular, este posibil să se demonstreze că pentru configurația divizorului de tensiune pentru MOSFET-ul cu canal n decremental, creșterea nivelurilor de RS APROPIE LINIA DE SARCINĂ DE AXA VGS (AXA orizontală) .

8.4 PROIECTARE AMPLIFICATOR FET

În procesul de proiectare a amplificatoarelor cu FET-uri, se caută în general valori ale elementelor rezistive care furnizează niveluri fixe de tensiune sau curent; în acest caz, utilizarea legii lui Ohm este de mare ajutor ($R_{necunoscut} = V_R / I_R$).

Exemplu demonstrativ. Pentru rețeaua din Figura 8.13, sunt date valorile lui V _{Dq} și b _q . Determinați valorile necesare ale lui R _S și R _D . Aproximați-le la cele mai apropiate valori comerciale.

Soluție. Aplicând legea lui Ohm, avem:

$$R_D = \frac{V_{RD}}{I_{Dq}} \quad \text{Diferență} \quad \frac{V_{DD} - V_{Dq}}{I_{Dq}} = \frac{20V - 12V}{2,5\ mA} = 3,2k\Omega$$

Curba de transfer este apoi trasată din punctele cheie definite de ecuația Shockley (deoarece tranzistorul este un JFET), așa cum se arată în Figura 8.14.

Figura 8.13 *JFET cu valori fixe ale lui* V_{nq} *și* i_{nq} .

Atunci valoarea corespunzătoare a lui V GSq pentru bq = 2,5 mA este V GSq = - 1V (conform graficului), deci Rs este dat de:

$$R_{uri} = \frac{-V_{GSq}}{I_{Dq}} = \frac{-(-1\ V)}{2,5\ mA} = OAk\Omega.$$

Valorile comerciale ale rezistențelor sunt:
RD = 3,3 kQ
RS = 0,39 kQ

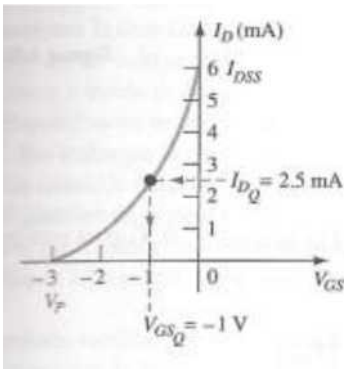


Figura 8.14 *Curba transfer.*

Exempl demonstrativ. Pentru
H
în configurația de polarizare a divizorului de tensiune al MOSFET-ului din Figura 8.15, sunt date valorile fixe ale lui VD = 12V și VGSq = -2V. Determinați valoarea lui RS . APROXIMEAZĂ -o la cea mai apropiată valoare comercială.

Soluție. Aplicând ecuațiile din tabelul R1, avem:

$$V_G = \frac{47\ k\Omega * 16\ V}{47\ k\Omega + 91\ k\Omega} = 5,44\ V$$

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_{D\,47}}{R_B} = \frac{16V - 12V}{1.8k\Omega} = 2,22\ mA$$

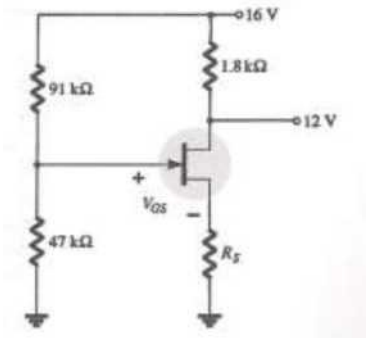


Figura 8.15 *MOSFET cu valori fixe ale* V_2D *și* V_2GSq .

Apoi ecuația este scrisă pentru V_{GS} și rezolvată pentru R_S.

$v_{GS} = v_G - IDRS$

$$R \_\_ R\text{-}ț^* = \frac{SW - (-2_V)}{I_D} = \frac{}{2,22\ mA} 33_j k\ n$$

Valoarea comercială a rezistenței este: $R_S = 3,3$ kQ

Capitolul 9. INTRODUCERE ÎN AMPLIFICATOARELE CU TRANZISTOR. MODELE CU SEMNAL MIC

Până în acest moment, studiul tranzistoarelor s-a concentrat pe polarizarea în curent continuu (CC). Acest capitol analizează circuitele tranzistoare care funcționează cu semnale sinusoidale de curent alternativ (CA). Natura analizei este determinată de magnitudinea semnalului CA aplicat rețelei de tranzistoare, rezultând atât tehnici *de analiză pentru semnale mici, cât și pentru semnale mari* . *În ambele* cazuri, rețeaua de tranzistoare este reprezentată de un model care este un circuit echivalent în domeniul CA. Pentru aplicațiile pentru semnale mici, există două modele: modelul r _e și *modelul hibrid echivalent.* Analiza completă include atât tehnici de polarizare în curent continuu, cât și tehnici de analiză în curent alternativ.

9.1 CIRCUITE DE AMPLIFICARE CU TRANZISTOR

Una dintre cele mai importante aplicații ale tranzistoarelor este în proiectarea circuitelor amplificatoare. Un ***circuit amplificator*** primește un semnal de intrare și produce un semnal amplificat la ieșire, ceea ce înseamnă că puterea de ieșire este mai mare decât puterea de intrare. Tranzistoarele amplifică de fapt semnalele de curent alternativ prin transferul de energie de la sursele de curent continuu; adică, există un *schimb de putere din domeniul curent continuu în domeniul curent alternativ, permițând o putere de ieșire mai mare. Acest lucru respectă pe deplin principiul conservării energiei, iar* ***eficiența conversiei*** este definită ca:

$$,, = \underline{P_{o}{}^{(ac)}} \, ' p\ (dc) \qquad (9.1)$$

9.1.1 MODEL ECHIVALENT AL TRANZISTORILOR BIPOLARI PENTRU ANALIZA AC

În scopul analizei curentului alternativ sinusoidal de semnal mic, rețelele care implică tranzistoare BJT trebuie modelate conform următoarelor reguli:

1. Setați toate *sursele de curent continuu egale cu zero* și înlocuiți-le cu un scurtcircuit echivalent.
2. Înlocuiți toți *condensatorii cu un* scurtcircuit echivalent.
3. Obțineți un echivalent pentru toate rezistențele în paralel.
4. Redesenați rețeaua într-un mod mai logic și mai convenabil.

Exemplu demonstrativ. Aplicați regulile semnalelor mici pentru a găsi echivalentul rețelei din Figura 9.1

Soluție.
Rețeaua din Figura 9.2 este rezultatul aplicării pașilor 1-3, în timp ce rețeaua din Figura 9.3 este rezultatul aplicării pasului 4.

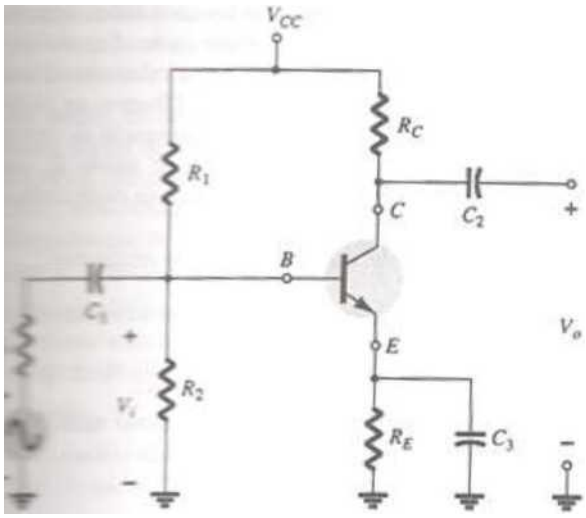


Figura 9.1 *Red para análisis de ca*

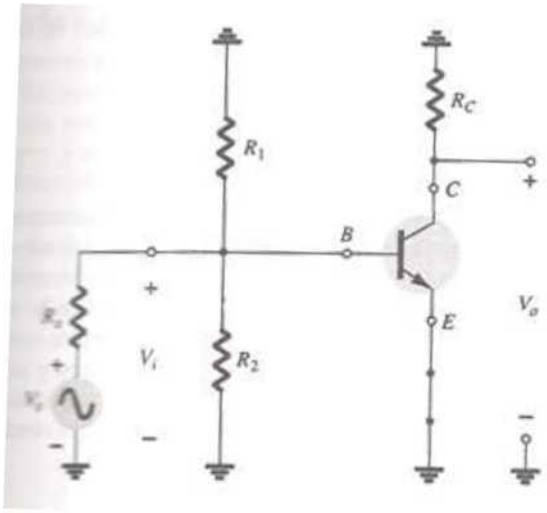


Figura 9.2 *Aplicación de los pasos 1 a 4 en la red 9.1*

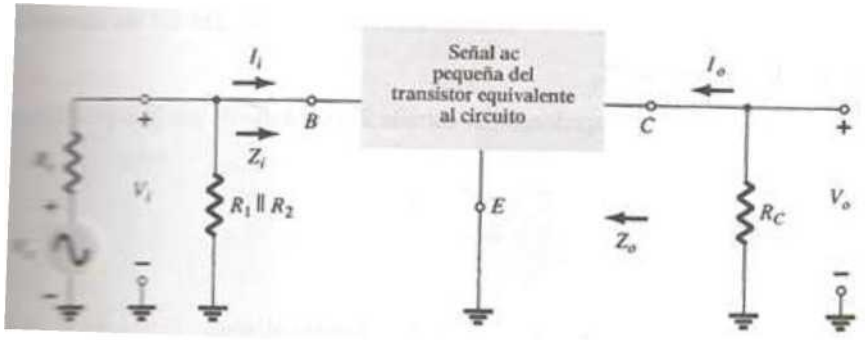


Figura 9.3 *Aplicarea pasului 4 la rețeaua din figura 9.1*

9.2 PARAMETRII CIRCUITULUI CU DOUĂ PORTURI

În domeniul curentului alternativ și în scopul amplificării semnalului, tranzistoarele sunt modelate ca rețele cu două porturi; Figura 9.4 prezintă o rețea cu două porturi.

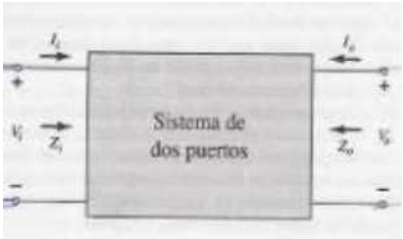


Figura 9.4 *Red de dos puertos*

Parametrii rețelei cu două porturi sunt enumerați în tabelul următor, iar calculul lor este simplu din observarea rețelei.

Parametrii rețelei cu două porturi

Parametri	Ecuație	Observații
Impedanța Intrare	$- \frac{Vi}{II.}$ $\frac{T.\ Vs - Vi}{" \quad Rf"}$	Pentru frecvențe sub 100 kHz, impedanța de intrare a unui amplificator cu tranzistor BJT este doar rezistivă și, în funcție de modul de utilizare a amplificatorului, poate varia de la câțiva ohmi până la megaohmi.
Impedanța Ieșire	$Zo = \frac{A\ 7\text{-}a}{Io} \ll \frac{TV \quad - Vo}{Rs}$	Pentru frecvențe sub 100 kHz, impedanța de ieșire este determinată prin scurtcircuitarea surselor de intrare. Impedanța de ieșire pentru un amplificator BJT este rezistivă și poate varia de la ohmi la mai mult de 2 MΩ.
Câștig de tensiune	$Av. \quad \frac{II.}{1}$	Pentru amplificatoarele cu tranzistori, câștigul de tensiune în gol este mai mare decât câștigul de tensiune în sarcină.
Câștig curent	$Ai \quad \frac{Io}{II.}$	În amplificatoarele BJT, câștigul de curent variază de la mai puțin de 1 la puțin peste 100.

Notă . Valorile tensiunii Vs și Vi pot fi valori vârf-la-vârf sau valori RMS, atâta timp cât ambele sunt exprimate în același mod.

9.3 MODELUL TRANZISTORULUI BJT

Așa cum s-a menționat în introducere, unul dintre modelele pentru analiza tranzistoarelor de semnal mic este modelul **r _e** , care utilizează o diodă și o sursă de curent controlată pentru a emula comportamentul unui tranzistor în regiunea de interes. Din acest motiv, *amplificatoarele BJT sunt cunoscute sub numele de dispozitive controlate în curent.*

9.3.1 MODEL r_e PENTRU CONFIGURAȚIA BJT CU BAZĂ COMUNĂ

Figura 9.5 prezintă în (a) tranzistorul în configurația cu bază comună, în timp ce partea (b) a acelei figuri prezintă modelul corespunzător r_e care implică o diodă cu polaritatea indicată. Cu toate acestea, pentru simplificare, este posibil să se redeseneze modelul așa cum se arată în partea (c) a aceleiași figuri, care include sursa de curent și rezistența r_e , care este rezistența dinamică de curent alternativ studiată în capitolul despre diode și care este definită ca:

$$r_e \quad \frac{26mV}{I_E} \qquad (9.2)$$

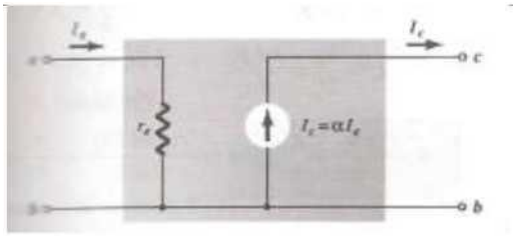


Figura 9.5 *(a) configurația comună a bazei; (b) modelul anterior ; (c) modelul anterior*

Următorul tabel rezumă parametrii modelului r al tranzistorului pentru configurația cu bază comună.

Parametrii modelului r e pentru configurația de bază comună a BJT-ului

Parametri	*Observații privind ecuațiile*	
Impedanța de intrare	$Zi = r$	Impedanța de intrare are valori tipice de câțiva ohmi până la un maxim de aproximativ 3 50Q.
Impedanța de ieșire	$Zo = MegaOhmi$	Impedanța de ieșire este în intervalul de megaohmi.
Câștig de tensiune	$Av = Vo = \frac{a\ R}{Vilele}$ $Medie = \frac{aR,\ Rr}{r\quad r} = -$	
Câștig curent	$Ai = Lo = \_\ C = \_\ AL$ $,,\ I\quad le\qquad I\ e"$ $Ai = —a = —1$	

9.3.2 MODEL r e PENTRU CONFIGURAȚIA BJT CU EMITOR COMUN

Figura 9.6 prezintă în (a) tranzistorul în configurația cu emitor comun, în timp ce partea (b) a acelei figuri prezintă modelul corespunzător r e care implică o diodă cu polaritatea indicată; cu toate acestea, în scopuri de analiză, este posibil să se redeseneze modelul așa cum se arată în partea (c) a aceleiași figuri, care include sursa de curent și rezistența r e afectată de factorul *B.*

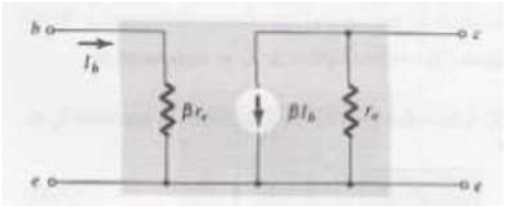


Figura 9.6 *(a) configurația emițătorului comun; (b) modelul anterior ; (c) modelul anterior*

Următorul tabel rezumă parametrii pentru modelul de tranzistor r

Parametrii modelului r_e pentru configurația emitorului comun al BJT-ului

Parametri	Observații privind ecuațiile
Impedanța de intrare	$Zi = r_e \quad \frac{V}{I_b} \quad \frac{I_r}{I_b} \quad (B+1)I \quad r_e = (B+1)r_e \approx B\,r_e$ Impedanță de intrare are valori tipice ale unora câte sute de ohmi reprezintă până la valori în kiloohmi, cu valori maxime de 6 până la 7 kiloohmi.
Impedanța de ieșire	$Zo = Impedanța$ (sau) de ieșire este se găsește în intervalul 40 la 50 kΩ.
Câștig de tensiune	$V_o = -I_o R_L = -I_C R_L = -B I_b R_L \quad V = IZ = -I_b B$ $Av = \frac{V_O}{Vi} \quad \frac{B}{I_b B\,r_e}$ $Av = -\frac{R}{re} R$
Câștig de curent	$Ai = \frac{I}{I} = \frac{I}{I} = \frac{B\,I}{I} = li \quad IeI_b$ $Ai = B$

9.3.3 MODELUL r_e PENTRU CONFIGURAȚIA BJT CU COLECTOR COMUN

Pentru configurația cu colector comun, se aplică în mod normal modelul cu emitor comun.

9.4 MODEL HIBRID ECHIVALENT PENTRU BJT

Un alt model utilizat pentru analiza tranzistoarelor de curent alternativ cu semnal mic este așa-numitul **model hibrid echivalent** . Acest model se distinge prin utilizarea a patru parametri numiți *parametri hibrizi* (h_i , h_r , h_f și $y h_o$).

$V_i = + h_{12} \cdot 0$

$I_O = h_{21} I_i + h_{22} \cdot O$

9.4.1 DEFINIȚIA PARAMETRILOR HIBRIZI

Să luăm în considerare sistemul cu două porturi din Figura 9.7; acum să presupunem că modelul matematic care îl reprezintă este determinat de:

(9.3 (a) y (b))

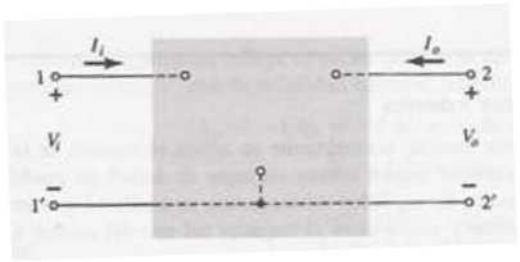


Figura 9.7 *Sistema de dos puertos*

Din ecuațiile 9.3, parametrii hibrizi sunt definiți așa cum se arată în tabelul următor; în mod similar, rețeaua cu două porturi devine echivalentul hibrid prezentat în figura 9.8.

Parámetros híbridos de una red de dos puertos

Parámetros	Ecuación	Unidad	Observaciones
Parámetro de impedancia de entrada de corto circuito	$h_{,} = {}^{V}{}_{I\ Vo=0}$	Ohms	
Parámetro de la relación de voltaje de transferencia inversa de circuito abierto	$h_r \quad {}^{V}{}_{Vo\ Ii=0}$	Sin unidad	Debido a que h_r es por lo general una cantidad relativamente pequeña, se elimina de la red haciendo: hr s 0 hrV= 0
Parámetro de relación de corriente de transferencia directa en scurt	$Vo=0$	Sin unidad	
Parametrul de ieșire a circuit deschis	$h_2O = \frac{I}{O}_{i=o}$	Siemens I	

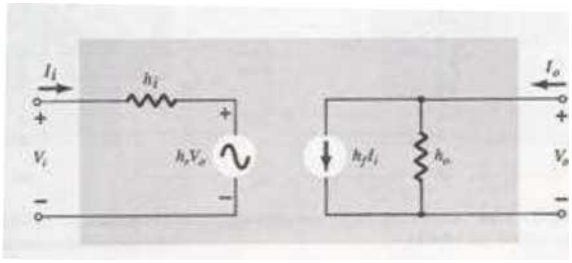


Figura 9.8 *Circuit echivalent hibrid complet*

Ecuațiile aproximative care definesc parametrii hibrizi pentru fiecare dintre configurațiile studiate sunt rezumate mai jos.

Parametrii hibrizi pentru configurații de bază ale tranzistoarelor (ecuații aproximative)

Configurare	salut h r	h f	h	o
emițător comun	$h \approx \frac{h}{1 + h_{fb}}$ $el \approx Br\ e$	$h \approx \frac{h,bob}{1 + h_{fb}} - h_h$	$h \sim \frac{hfi}{1 + h_{fi}}$ 'B	$h \approx \frac{plită}{1 + h_{fb}}$
Teren comun	$h \approx \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$ $h_{ib} \approx$ $h \approx \frac{\sim h_{ic}}{r}$ r h hib	$h \approx \frac{h_{ie} h_{oe}}{1 + h_{fe}} h$ $h_{rb} \approx$ $h \sim h$ 1 $h_{-} \circ {}^{l}{}_{-}$ h - 1 -	$h \sim \frac{O fe}{1 + h_{fi}} h$ $h_{f} \approx$ $U \frac{(1 + h_{fc})}{}$ h	$\approx \frac{\wedge o}{1 + h_{fe}}$ plită $h \sim \sim \frac{h_{oc}}{}$ mult
Colector comun	$h \approx \frac{h}{1 + h_{fb}}$ $h \approx Br_{e}$	$h_{rc} \approx 1$	$h \approx \_\wedge L \approx -B \frac{1}{+ h_{fb}}$ f	$h \approx \frac{plită}{1 + h_{fb}}$ oc

Rețineți din Figura 9.8 că echivalentul hibrid se formează prin combinarea echivalenților Thévenin (stânga) și Norton (dreapta). Parametrii prezentați în tabelul de mai sus trebuie calculați și înlocuiți în mod corespunzător cu cei prezentați în Figura 9.8.

Mărimile diferiților parametri vor fi calculate din caracteristicile tranzistorului în regiunea de funcționare, rezultând *rețeaua echivalentă la semnal mic* căutată pentru tranzistor.

9.4.2 DETERMINAREA PARAMETRILOR HIBRIZI

Determinarea parametrilor hibrizi în regiunea de operare (punctul Q) poate fi efectuată exact folosind derivate parțiale sau aproximativ prin substituirea derivatelor parțiale cu modificări finite ale variabilelor care definesc parametrii. De exemplu, pentru configurația cu emitor comun, următoarele relații exacte și aproximative permit calcularea parametrilor hibrizi. Relații analoage sunt utilizate pentru configurațiile cu bază comună și colector comun.

$$h_{fe} = \frac{\tilde{o}V_{be} \sim \quad \underline{\mathrm{A}V_{be}}}{di, \qquad \mathrm{A}z'b \;_{V_{CE}=cte}}$$

$$h_{oe} = \frac{dV, \qquad \underline{AV_{be}}}{dV_0 \qquad AV_{\;\;} \;_{I_B=cte}}$$

$$h_{fe} = \frac{d_{\dot{I}_o} \quad 0_{\dot{I}_c} \quad A_{i_c}}{di. \quad di_b \quad A_{i_b} \;_{V_{CE}=cte}}$$

$$h_{oe} = \frac{d_{\dot{I}_o} \quad \underline{d_{\dot{I}_c}} \quad \underline{A_{i_c}}}{SV_0 \qquad AV_{\;\;} \;_{I_B=cte}}$$

Parametrii **h** _{ie} și h **_{re**} sunt determinați din caracteristicile de intrare sau de bază (graficul **V** _{BE} **- I**_B), în timp ce parametrii **h** _{fe} **și h**_{oe} sunt obținuți din caracteristicile de ieșire sau de colector (**graficul V** _{CE} **- I**_c). Primul pas în determinarea oricăruia dintre parametrii hibrizi este localizarea punctului de funcționare stabil Q. Următoarele exemple arată cum se determină parametrii hibrizi pentru configurația cu emitor comun odată ce punctul de funcționare Q este definit.

Determinarea lui h ie

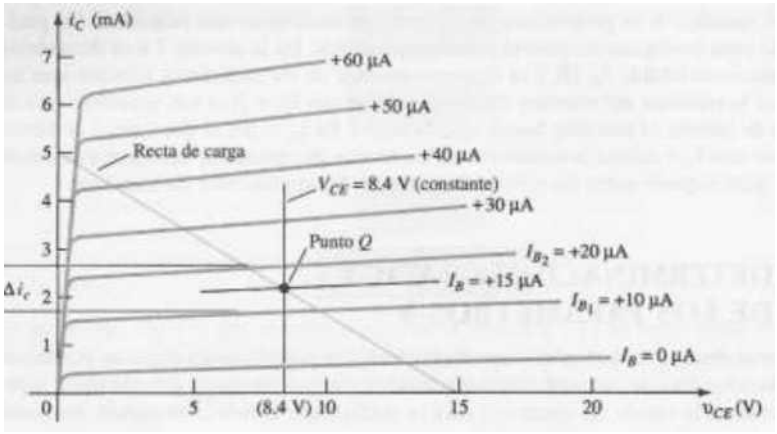


Figura 9.9 *Determinarea lui h* ie

$$K\backslash = \frac{Un}{V_{\check{a}\,fie}} \;_{V_{CE}=constant} \qquad \frac{(733 - 718)\,mV}{(20 - 10)\,\wedge\,4} \;_{V_{CE}=8\text{-}4\,V} = 1{,}5\,kQ.$$

Determinarea h re

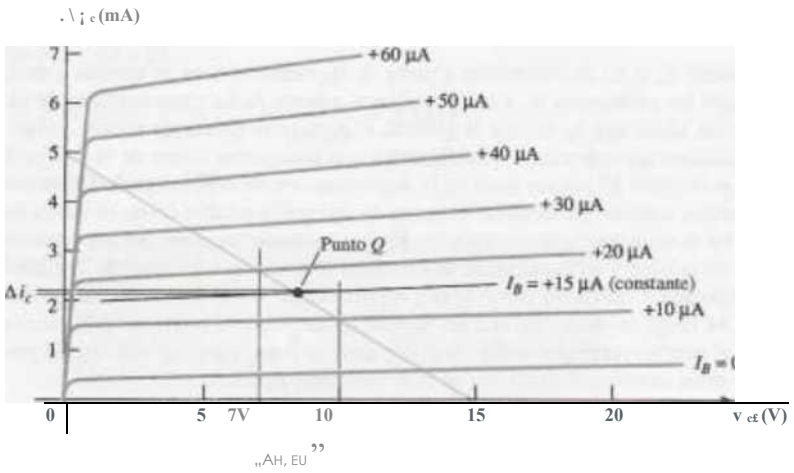


Figura 9.10
Determinarea h re

$$\backslash h \qquad \frac{(733 - 725)\,mV}{(20 - 0)V}_{IB = +15\,\mu A} = 4 \times 10^{-4}$$

Determinarea h fe

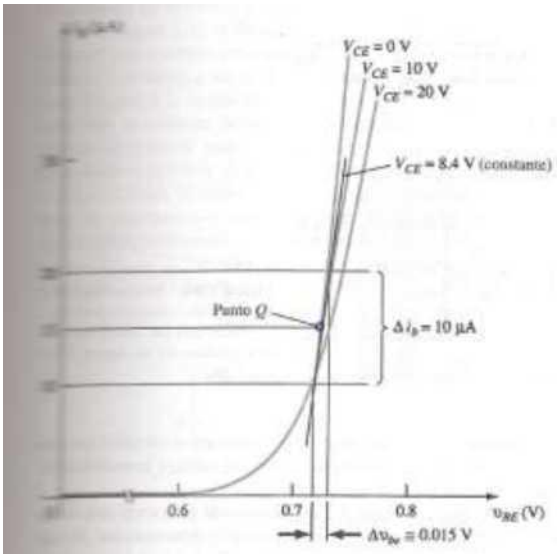


Figura 9.11
Determinarea h fe

$$\frac{(2,7 - 1,7)\,mA}{(20 - 10)\,M}_{V_{CE} = 8,4\,V} = 100$$

Determinarea h oe

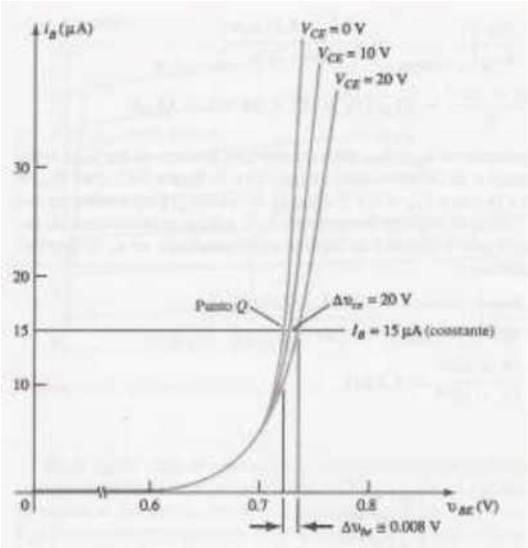


Figura 9.12 *Determinarea h oe*

$$K\backslash = \text{eu } c \qquad \frac{(2{,}2 - 2{,}1)\ mA}{(10 - 7)\ V} \qquad = 33\ p$$
$$I_B = +15\ ^{\wedge} \qquad S$$
$$4$$

Următorul tabel prezintă valorile tipice ale parametrilor pentru fiecare configurație în gama largă de tranzistoare disponibile în prezent.

Valori tipice ale parametrilor hibridi pentru configurații tipice ale tranzistoarelor

Parametru hibrid	Configurare		
	emițător	Colector comun	Bază comună
salut	1 kQ	1 kQ	20 Q
oră	2,5 x 10^{-4}	= 1	3,0 x 10^{-4}
h f	50	-50	-0,98
h o	25 p A/V	25 p A/V	0,5 p A/V
1/h sau	40 kQ	40 kQ	2 MQ

Capitolul 10. CONFIGURAȚII COMPUSE

Acest capitol studiază un set de **conexiuni de circuit** care, deși nu sunt conexiunile convenționale cu bază comună, emitor comun sau colector comun, sunt foarte importante deoarece sunt utilizate pe scară largă atât în circuitele discrete, cât și în cele integrate.

10.1 CONEXIUNI CIRCUIT

10.1.1 CONEXIUNE ÎN CASCADĂ. AMPLIFICARE

Circuitele de amplificare în cascadă sunt circuite conectate în serie pentru a crește câștigul total de ieșire, care este egal cu produsul câștigurilor din fiecare circuit.

10.1.1.1 CONEXIUNE ÎN CASCADĂ BJT

Figura 10.1 prezintă o configurație în cascadă pentru un amplificator cuplat RC bazat pe tranzistoare BJT. Următorul exemplu arată cum se analizează un astfel de circuit.

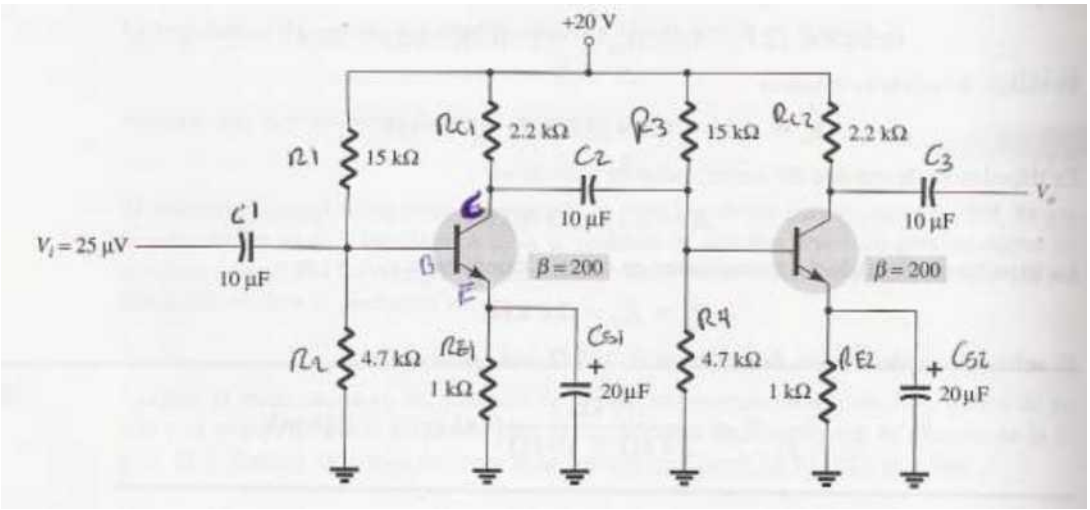


Figura 10.1 *Amplificador BJT en cascada con acoplamiento RC.*

Exemplu demonstrativ. Calculați amplificarea în tensiune, tensiunea de ieșire, impedanța de intrare și impedanța de ieșire pentru amplificatorul BJT în cascadă din Figura 10.1. Calculați tensiunea de ieșire rezultată dacă o sarcină de 10 kΩ este conectată la ieșire.

Soluție. Configurația în cascadă prezentată este o joncțiune de dos BJT cada uno en polarizată cu divizor de tensiune. Din analiza curentului continuu, avem:

$V_B = 4{,}7$ V, $V_E = 4{,}0$ V, $V_C = 11$ V, $I_E = 4{,}0$ mA

Rezistența dinamică la punctul de funcționare este: $r_e = 26\text{mV}/I_E = 26\text{mV}/4.0\text{mV} = 6.5\Omega$

La ganancia de voltaje de la etapa 1 esta dada por:

$$A_{V1} = \frac{R_c // (r // R // \beta r_e)}{r_e} = \frac{(2.2k\Omega) // (15kO.I/41\grave{I}\& // 200*6.5\Omega)}{6.5\Omega} \qquad -102.3$$

În timp ce câștigul de tensiune al etapei 2 este:

$$A_{V2} = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{2.2/Ai}{6.5\ \Omega} = -338,46$$

Profitul total este:

$$A = A1A2 = (-102,3)(-338,46) = 34.624$$

Tensiune de ieșire:

$$Eu_{sau} = AV = 34,624 * 25\ ^\wedge\ V = 0,866\ V$$

Impedanța de intrare a amplificatorului:

$$Z_t = R // R // B\ r = 4,7\ kQ // 15\ kQ // 200 * 6,5\ Q = 953,6\ Q$$

Impedanța de ieșire a amplificatorului:

$$Z_{sau} = Rc = 2,2kQ.$$

Dacă o sarcină de 10 kΩ este conectată la ieșirea amplificatorului, tensiunea rezultată pe bornele Încărcarea este:

$$V_L\text{-}R\text{-}V_O = {}_L Z_O + R_L \quad {}_O \quad \frac{10kQ}{2.2kQ +} \quad (0.866V) = 0.71V$$

10.1.1.2 CONEXIUNE FET ÎN CASCADĂ

Configurația în cascadă a FET-ului este prezentată în figura următoare.

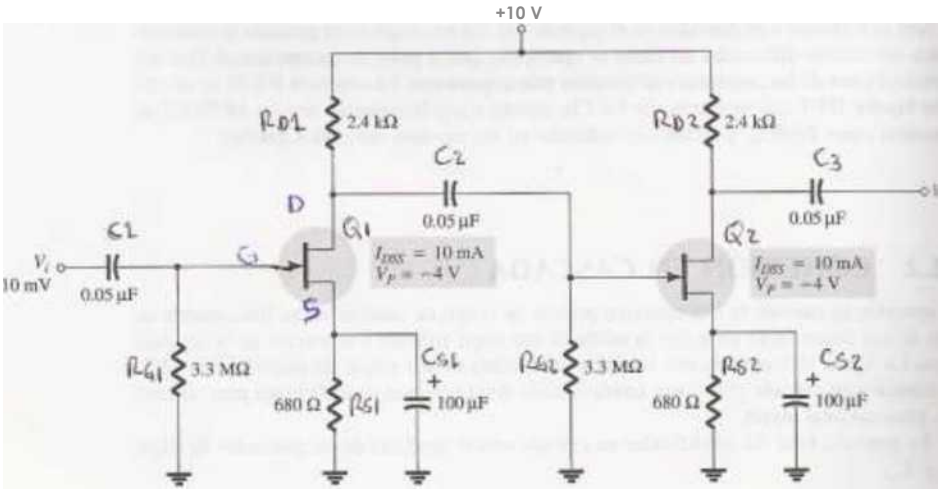


Figura 10.2 *Amplificador FET en cascada.*

Definiția factorului de transconductanță g m

Înainte de a începe analiza conexiunii în cascadă FET, va fi definit un nou termen asociat cu analiza FET la semnal mic. După cum se știe, *curentul dren-sursă (canal) al unui FET este proporțional cu tensiunea gate-sursă,* adică: **Al D = g m • AV GS** , factorul de proporționalitate g m , se numește ***factor de transconductanță (g m)*** *și* este definit matematic prin:

$$g_{mO} \qquad \frac{I}{V_p}$$

donde

$$g_{mO} \qquad 2I_{DSS}$$

Următorul exemplu demonstrativ ilustrează analiza FET-ului în cascadă.

Exemplu demonstrativ. Calculați amplificarea în tensiune, tensiunea de ieșire, impedanța de intrare și impedanța de ieșire pentru amplificatorul FET în cascadă din Figura 10.2. Calculați tensiunea de ieșire rezultată dacă o sarcină de 10 kΩ este conectată la ieșire.

Soluție. Configurația în cascadă prezentată este joncțiunea a două FET-uri, fiecare polarizat de un divizor de tensiune. Din analiza curentului continuu, avem:

$V_{GS} = -1V$, bq = 2,8mA

Ambos transistores tiene un g_{mo} dado por:

$$g_{mO} \qquad \frac{2I_{DSS}}{|V_{,|}} \qquad \text{I-} \qquad = 5mS$$

En el punto de operación el factor de transconductancia esta dado por:

$$g_m \qquad g_{mO} \quad \text{J} \quad I_{GS} \qquad = 5mS\left|\ 1\text{----------I} = 2.6mS\right.$$

La ganancia de voltaje para cada etapa, está dada por:

$$A_{12} = A_{v\,i} = \text{—}\ g_m R_D = -2.6mS * 2.4\text{ÆO} = -6.2$$

Profitul total este:

$$A = A\,11\ A_{12} = (-16,2)(-6,2) = 38,4$$ Tensiune de ieșire :

$$Eu_{sau} = AyVj = 38,4*10\ mV = 384\ mV$$

Impedanța de intrare a amplificatorului:

$$Z_j = R = 3,3M\ O$$

Impedanța de ieșire a amplificatorului:

$$= 2,4\ kQ$$

Dacă o sarcină de 10 kΩ este conectată la ieșirea amplificatorului, tensiunea rezultată pe bornele Încărcarea este:

$$v_L \qquad Z_{SAU} + R \qquad = \qquad 2.4\acute{A}\text{Q} + \text{lO}k\text{Q} \qquad (384mV) = 310mV$$

10.1.1.3 CONEXIUNEA ÎN CASCADĂ A COMBINAȚIEI FET-BJT

Este posibilă utilizarea unei combinații de etaje FET și BJT pentru a oferi un câștig de tensiune ridicat (BJT) și o impedanță de intrare ridicată (FET).

Exemplu demonstrativ vJ^k. Folosiți rezultatele polarizării CC din exemplele anterioare BJT și FET pentru a calcula impedanța de ieșire, câștigul în tensiune și tensiunea de ieșire rezultată a combinației FET-

BJT în cascadă prezentată în Figura 10.3.

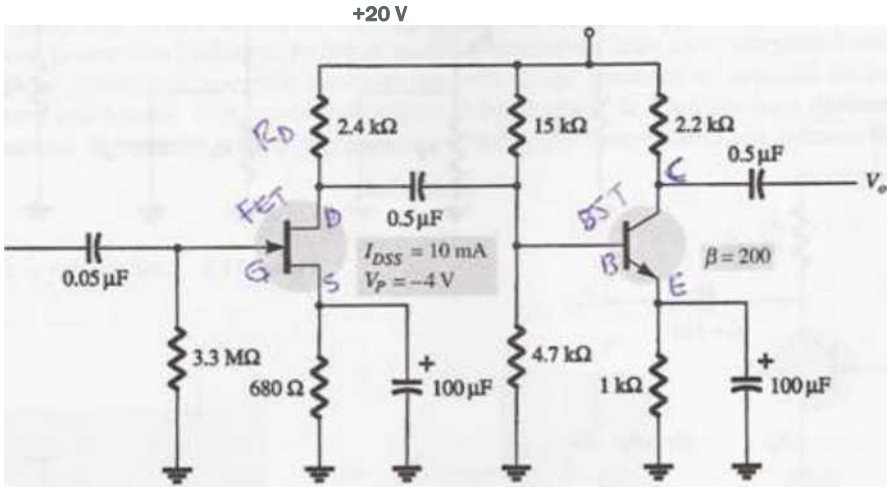


Figura 10.3 *Amplificator FET în cascadă.*

Soluție. La ieșirea FET-ului combinației FET-BJT se observă o impedanță de sarcină a cărei valoare este impedanța de intrare a amplificatorului conectat în cascadă la BJT, adică 953,6 Ω. Cu această valoare se calculează câștigul etajului 1 al combinației, adică:

$$A_n = — g_m \left[R // Zi\ (etapa\ 2) \right] = — 2{,}6\ mS * (2{,}4\ k\,\Omega // 953{,}6\ \Omega) = — 1{,}77$$

Câștigul de tensiune al etajului 2 al combinației este același cu câștigul de tensiune al etajului 2 al amplificatorului BJT, adică:

$$Un_{V2} = — 338{,}46$$

Profitul total este:

$$A = A_{și}\, l = (— 1{,}77)(— 338{,}46) = 599{,}1$$

Tensiune de ieșire:

$$Eu_{sau} = A_v V_i = 599{,}1 * 1mV = 0{,}6V$$

Impedanța de intrare a combinației este aceeași cu impedanța de intrare a FET-ului în cascadă, adică:

$$Z = R = 3{,}3\ M\,\Omega$$

Impedanța de ieșire a combinației este aceeași cu impedanța de ieșire a BJT-ului în cascadă, adică:

$$Z_o = R_D = 2{,}2\ k\,A$$

10.1.2 CONEXIUNE CASCODE

O conexiune cascode are un tranzistor deasupra sau în serie cu altul. Figura 10.4 prezintă o versiune practică a unui amplificator cascode BJT.

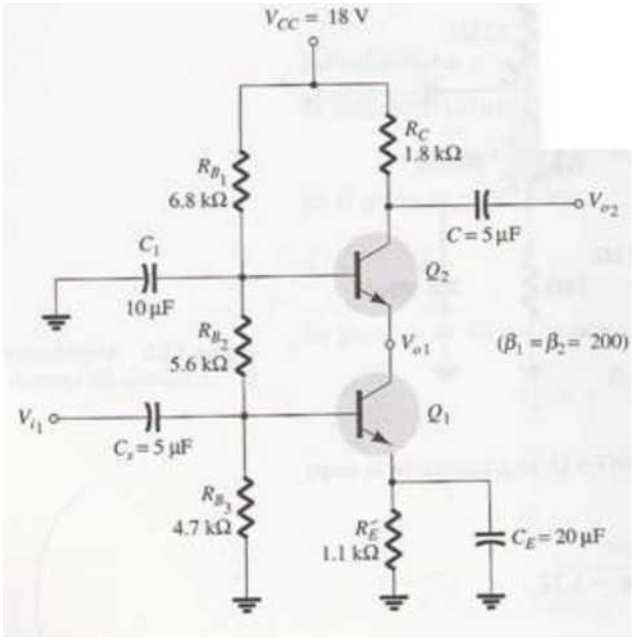


Figura 10.4 *Amplificador BJT en cascode.*

CJ^Exemplu demonstrativ. Calculați câștigul de tensiune pentru conexiunea cascode a BJT-ului prezentat în Figura 10.4.

Soluție. Din analiza polarizării în curent continuu rezultă că:

V_{B1} =4,9V, V_{B2} =10,8V, $I_{c1} = I_{c2}$ =3,8mA ($I_E = I_C$)

Rezistența dinamică a fiecărui tranzistor este aceeași și este dată de: r_e = 26mV/I_E = 26mV/3.8mV = 6.8Q

Câștig de tensiune în treapta 1: . Rr

$A_{V1} r$ $r_e^{C\_e}$ - $_e$ =-1

Câștig de tensiune în treapta 2: = R = 265

$_{V2} r$ 6.8 Q

Profitul total este:

$A_{VT} = A_{V1} A_{Vz} = (-1)(265) = -265$

10.1.3 CONEXIUNEA BJT DARLINGTON

Conexiunea Darlington sau conexiunea „super Beta" prezentată în Figura 10.5 are un câștig de curent de obicei de ordinul miilor și este dat de:

| 3D= [3 1 ^ 2

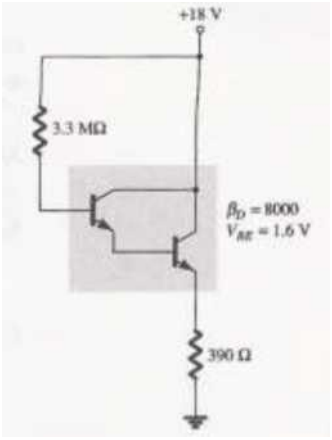


Figura 10.5 *Conexiune Darlington a tranzistoarelor.*

Următorul exemplu prezintă analiza polarizării curentului continuu.

C^ **Exemplu demonstrativ.** Calculați tensiunile și curenții de polarizare continuă în circuitul din Figura 10.5.

Soluție. Curentul de bază este dat de:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R + B_D R} = \text{-----}\ ^{18\,V}Z\ ^{1}\text{í}\ ^{6\,V}\text{--------} = 2{,}56\ \text{^}4$$

$$3{,}3\ M\,Q. + 8000(390)$$

Curentul emitorului se calculează cu:

$$Eu_{E.} = (B_D + 1)I_B - B_D I_B = 8000(2{,}56\ \text{^}\ 4) = 20{,}48\ mA - I_c$$

Tensiunile emitorului, bazei și colectorului sunt date de:

$$V_E\ V_E = I_E R = 20{,}48\ mA\ (390\ \Omega) = 8\ V$$

$$V_B = V_E + V_{FI} = 8V + 1{,}6\ V = 9{,}6\ V$$

$$V_C = V_{CC} = 18\ V$$

10.1.4 Conexiune CMOS complementară. Invertor logic CMOS

Un tip de circuit comun în proiectarea digitală utilizează tranzistoare MOSFET incrementale, atât cu canal n, cât și cu canal p, așa cum se arată în Figura 10.6. Se numește circuit MOSFET complementar sau CMOS deoarece utilizează aceste tipuri opuse (sau complementare) de MOSFET-uri. Intrarea V_i este aplicată ambelor porți, iar ieșirea este preluată de la drenajele conectate. Conexiunea CMOS din Figura 10.6 oferă o funcționare similară cu cea a unui invertor logic, unde V _O este opusă lui V_i, așa cum se arată în tabelul următor.

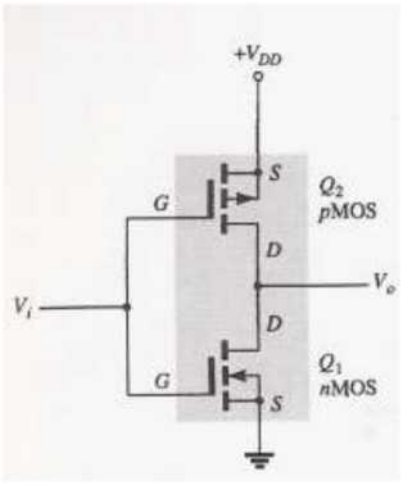


Figura 10.6 *Circuito CMOS inversor.*

Operación de un circuito CMOS. Inversor lógico

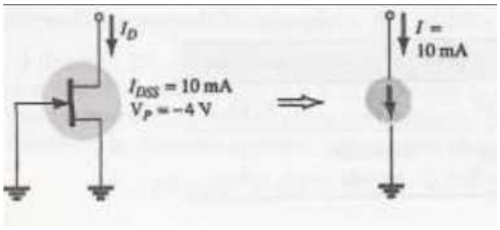
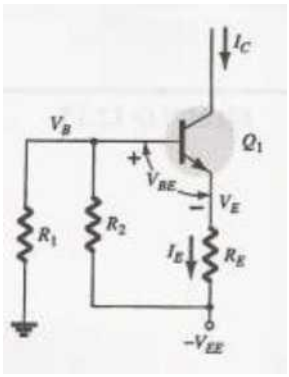
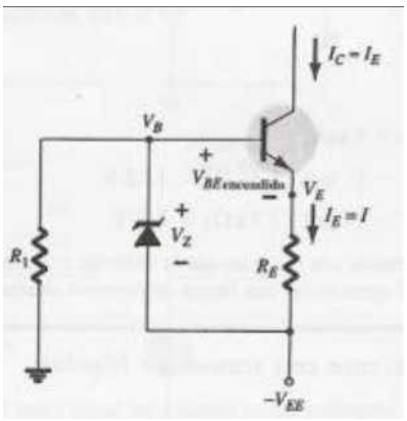
Vi (volts)	*Q1*	*Q2*	*Vo (volts)*
0	On	On	+5
+5	off	off	0

10.2 CIRCUITE SPECIALIZATE

10.2.1 CIRCUIT SURSA DE CURENT

O sursă de curent ideală furnizează un curent constant indiferent de sarcina conectată la aceasta. O sursă de curent ideală are un R = Ω , în timp ce o sursă de curent practică încorporează un R foarte mare. Tabelul următor prezintă surse practice de curent constant construite din diferite tipuri de tranzistoare.

Fuentes prácticas de corriente constante de transistor

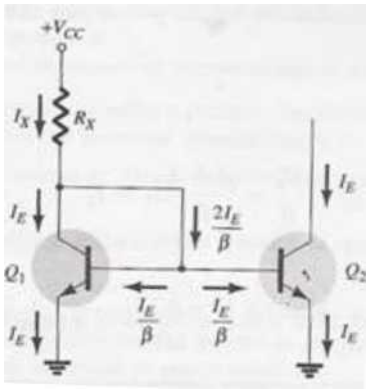
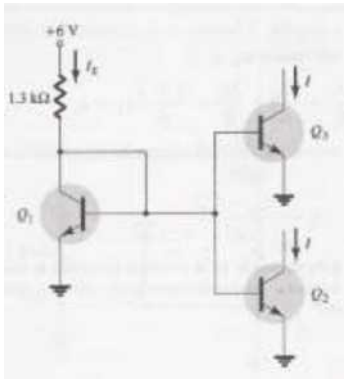
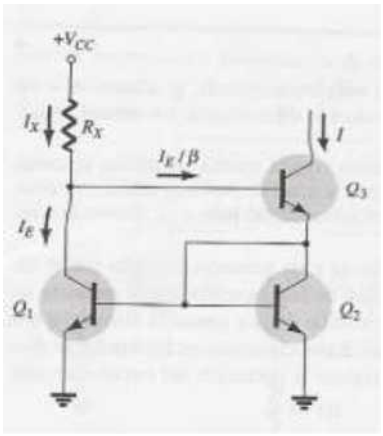
TIPO	Corriente constante	Circuito fuente de corriente constante
Fuente de corriente con JFET	$I_D \quad I_{DSS}$	
Fuente de corriente con BJT	$I_C \ll I_E$ *donde* : $\frac{T}{I_E} V_E - (-V_{EE})$ R_E $- 0.7V$ $V_B - \frac{R_I}{R_1 + R_2}(-V_{EE})$	
Sursă de alimentare cu tranzistor și Diodă Zener	$I \ll I_E - \frac{V_Z - V_{BE}}{E}$	

Notă : Valorile tensiunii Vs și Vi pot fi valori vârf-vârf sau valori RMS, atâta timp cât ambele sunt exprimate în același mod.

10.2.2 CIRCUIT OGLINZI CURENT

Un circuit de oglindă de curent este format dintr-o configurație simetrică de tranzistoare și are caracteristica ca curentul care trece prin colectorul unui tranzistor să fie reflectat în colectorul tranzistorului opus. Tabelul următor prezintă câteva circuite de oglindă de curent formate din tranzistoare BJT.

Circuite de oglindă curente

TIPO	*Corriente reflejada*	*Circuito fuente de corriente constante*
Espejo de corriente de dos transistores	$I_X = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_X}$ $I_X = I_E + \frac{2I_E}{\beta}$ $I_X = I$	
Espejo de corriente de 3 transistores	$I_X = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_X}$ $I_X = I_E + \frac{3I_E}{\beta + 3}$ $I_X = I_E$	
Espejo de corriente de alta impedancia de entrada.	$I_X = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R_X}$ $I_X = I_E + \frac{\beta + 1}{\beta^2 + \beta + 1} I_E$ $I_X = I_E$	

10.2.3 CIRCUIT AMPLIFICATOR DIFERENȚIAL

Circuitul prezentat în Figura 10.7, corespunzător amplificatorului diferențial de bază, constă dintr-un aranjament de două tranzistoare BJT în serie cu două rezistențe Rc conectate la colector și unite între ele prin emitor. În mod similar, două semnale de intrare Vi1 și Vi2 sunt aplicate bazei fiecărui BJT, obținându-se două semnale de ieșire Vo1 și Vo2. Deși designul are două surse de alimentare $+V_{CC}$ și $-V_{EE}$, amplificatorul diferențial poate funcționa doar cu una dintre ele.

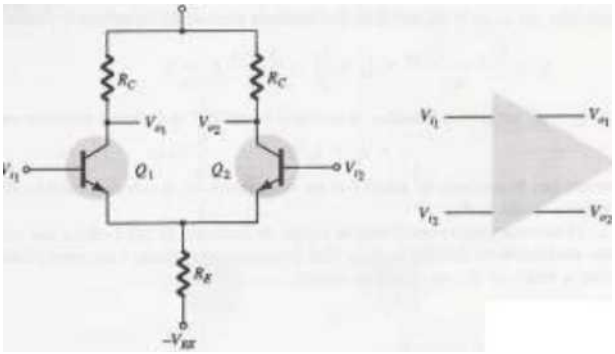


Figura 10.7 *Circuitul amplificatorului diferențial de bază*

Combinațiile posibile ale semnalelor de intrare sunt enumerate mai jos:

- **Terminal unic.** O intrare cu semnal și cealaltă intrare conectată la masă, deoarece ambele tranzistoare sunt unite la un emițător comun, ieșirea va fi la ambele colectoare.
- **Terminal dublu.** Două semnale de intrare cu polaritate opusă. Acestea au ca rezultat ieșiri diferite la ambele colectoare.
- **Mod comun.** Același semnal este aplicat ambelor intrări. Semnalele de intrare se anulează reciproc, rezultând un semnal de ieșire minim.

Principala caracteristică a amplificatorului diferențial este câștigul foarte mare obținut atunci când la intrări se aplică semnale opuse *(**terminal dual**)*, comparativ cu câștigul foarte mic obținut de la intrări comune *(**mod comun**)*.

10.2.3.1 POLARIZARE AMPLIFICATOR DIFERENȚIAL DE CURENT CONTINENTAL.

Exemplu demonstrativ. Calculați tensiunile și curenții din circuitul din Figura 10.8

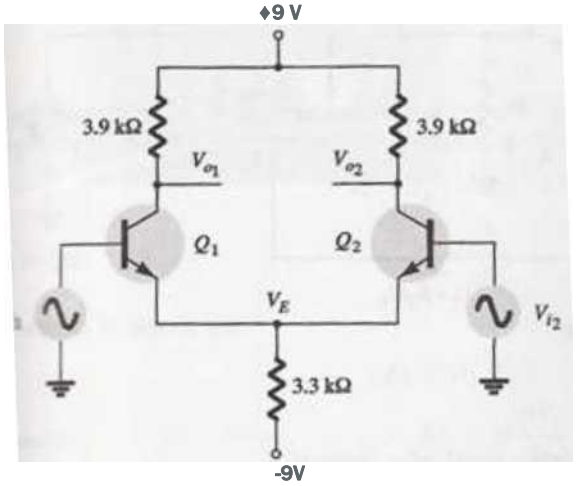


Figura 10.8 *Circuito de amplificador diferencial, análisis de cd.*

Soluție.
Baza, emițătorul și rezistorul R E formează o rețea, prin urmare:

$$V_E = V_B - V_{BE} = 0 - V_{BE} \text{ — } - 0,7V \quad + \quad \text{(10,1a)}$$

Ie = (9V - 0,7V)/3,3kQ = 2,5mA

De asemenea, este adevărat că (rețineți că V E definește o tensiune între nodul E și masă):

$$V_E + R_E \wedge_E - V_{EE} \text{ —— } 0 \quad I_E - \frac{V_{EE} - V_E}{R_E} \quad \text{(10.1b)}$$

$$I_{C1} \text{ —— } I_{C2} \quad \text{(10.1c)}$$

$$V_{C1} \text{ — } V_{C2} \text{ — } V_{CC} \quad {}_{CC} \; {}^{I_E} R_C \quad \text{(10.1d)}$$

Vc = 9V - 1,25mA * 3,9kQ = 4,1V

10.2.3.2 POLARIZAREA AMPLIFICATORULUI DIFERENȚIAL DE CURENT ALTERNATIV

Analiza amplificatorului diferențial în curent alternativ este foarte simplă dacă se ia în considerare faptul că valoarea numerică a câștigului în curent alternativ este diferită de câștigul în curent continuu pentru aceeași configurație. Tabelul următor prezintă sintetizarea câștigului în curent alternativ pentru cele trei configurații de amplificator diferențial studiate.

Configurația circuitului amplificatorului diferențial	Venituri	Observații
terminal unic	$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_C}{2r_e}$ $r_e = \frac{26\ mV}{Eu_E}$	r e = rezistență dinamică în curent alternativ
Terminal dublu	$Un_{anunț} = \frac{V_o}{Vd} = \frac{BR_C}{2r_i}$	V d = V i1 - V i2 = r i1 = r i2
Mod comun	$A = \frac{V_o}{V_t} = \frac{BR_C}{r_i + 2(B+1)R_E}$	

B 1 , B 1 , r i1 yr i2 sunt datele caracteristice furnizate pentru tranzistor

Câștigul de tensiune alternativă al unui amplificator diferențial cu un singur terminal

CJ^Exemplu demonstrativ. Calculați tensiunea de ieșire la un singur terminal, V oi , pentru circuitul din figura 10.9.

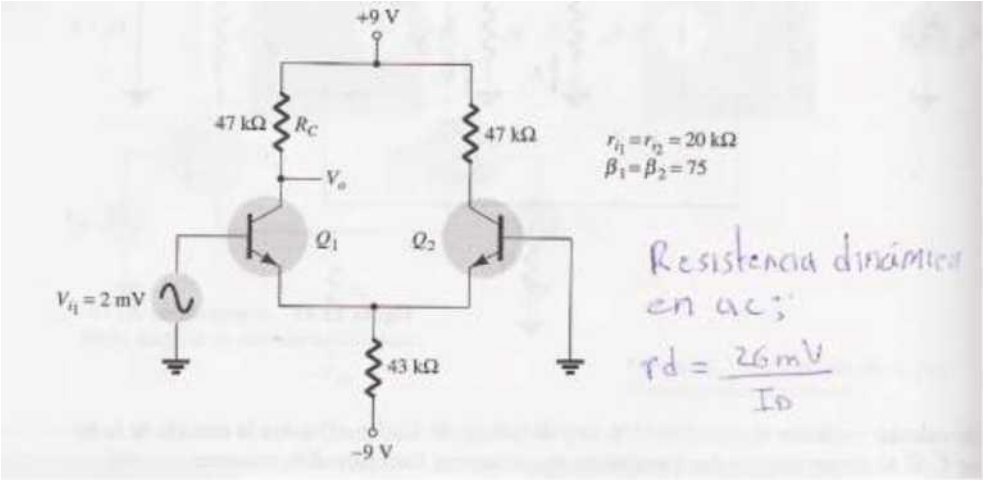


Figura 10.9 *Circuit amplificator diferențial, analiză AC.*

Soluție.
Se poate demonstra că ***amplificarea în curent alternativ*** pentru circuitul amplificatorului diferențial cu un singur terminal este dată de:

$$O_{v.} = — = — \qquad (10.2a)$$

$V_i \quad 2r_e$

Unde R_c = Rezistența colectorului
r_e = rezistența dinamică a curentului alternativ

Rezistența dinamică *(vezi rezistența dinamică. Semnal AC)* se obține și prin:

$$\frac{26\ mV}{C} \qquad \frac{26\ mV}{I_E / ' 2} \qquad (10.2b)$$

Entonces la ganancia en circuito de terminal simple, se obtiene mediante el siguiente análisis:

$$I_E \qquad \frac{V_{EE} - 0.7V}{R_E} \qquad \frac{9V - 0.7V}{193//.4} = \qquad (10.2c)$$

$$r_e \qquad \frac{26mV}{} = 269Q$$

$$A_V \qquad \frac{R_c}{2r_e} \qquad \frac{47k\,Q}{\sim 2(\ 2690\ )} = 87.4$$

$$V_o = \quad AV = 87{,}4(2\ mV) = \quad 174{,}8\ mV = \quad 0{,}175\ V$$

Pentru comparație, amplificarea în curent alternativ va fi calculată mai jos dacă tranzistoarele BJT ale circuitului amplificatorului diferențial din Figura 10.9 sunt conectate în mod comun.

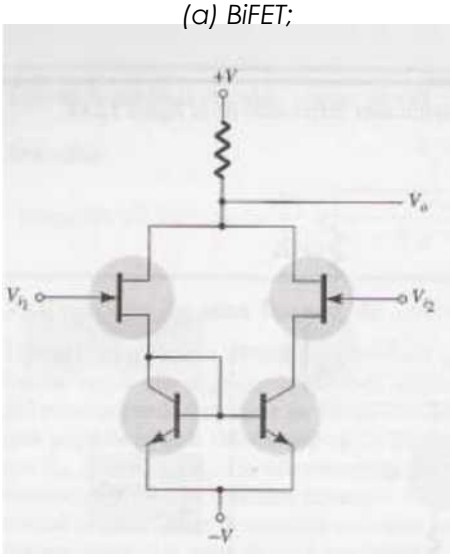
$$\frac{\mathrm{B}\,R_C}{V r + 2(\mathrm{B} + 1) R} \qquad \frac{75(47\ k\,\mathrm{Q})}{20\ k\,\mathrm{Q} + 2(76)(43\ k\,\mathrm{Q})} = 0.54$$

Unde raportul 87,4/0,54 indică faptul că câștigul pe un singur terminal este de aproape 162 de ori mai mare decât în modul comun.

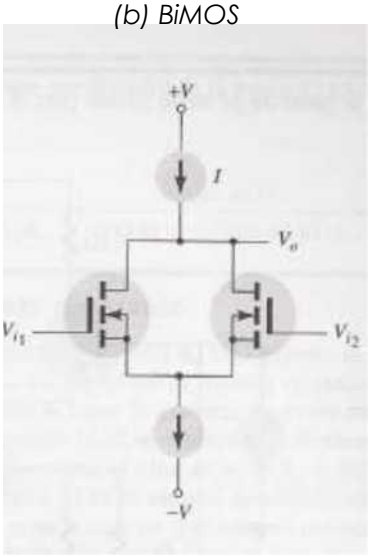
10.2.4 CIRCUIT DE AMPLIFICATOR DIFERENȚIAL BIFET, BIMOS ȘI CMOS

Amplificatoarele diferențiale comerciale nu sunt construite doar folosind tranzistoare bipolare cu joncțiune (BJT), ci sunt disponibile și în circuite integrate bazate pe JFET-uri și MOSFET-uri. Există și combinații ale acestora, cum ar fi amplificatoarele **BiFET** , care conțin atât BJT-uri, cât și FET-uri, și amplificatoarele **BiMOS** , care includ atât BJT-uri, cât și tranzistoare CMOS. De asemenea, este posibil să se construiască amplificatoare diferențiale folosind MOSFET-uri, cunoscute sub numele de amplificatoare diferențiale **CMOS** . Tranzistoarele pMOS furnizează intrările opuse, în timp ce tranzistoarele nMOS funcționează ca surse de curent constant. Următoarele figuri ilustrează diverse circuite de amplificare diferențială.

(a) BiFET;



(b) BiMOS



(c) CMOS

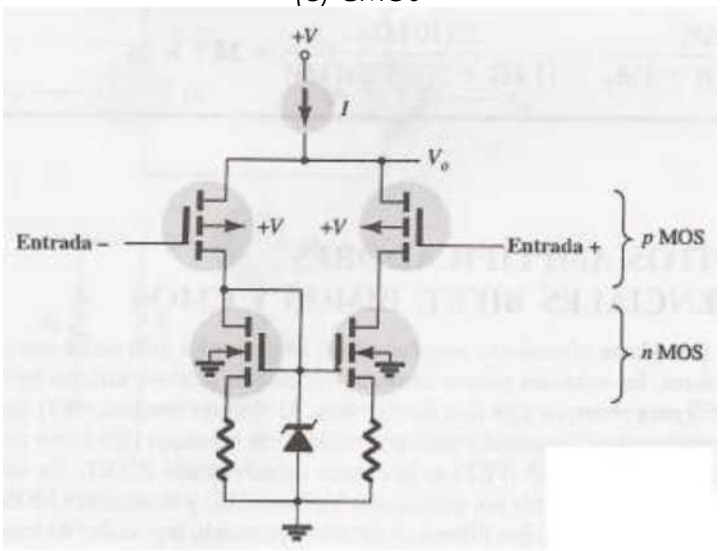


Figura 10.10 *Circuitul amplificatorului diferențial.*

Capitolul 11. AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

Termenul de amplificator operațional (amplificator operațional) a fost inventat în jurul anului 1940 pentru a desemna o clasă de amplificatoare care pot efectua o serie de operații precum adunarea, scăderea, înmulțirea, diferențierea și integrarea - caracteristici relevante pentru calculul analogic la acea vreme. Primul amplificator operațional a fost dezvoltat de R.J. Widlar la Fairchild. Unul dintre cele mai populare amplificatoare operaționale este modelul 741, care a apărut în 1968 și este un amplificator de uz general.

11.1 INTRODUCERE ÎN AMP-OP DE BAZĂ. 741C

Un amplificator operațional *(amplificator operațional) este un amplificator diferențial cu câștig foarte mare, cu impedanță de intrare mare și impedanță de ieșire mică.* Amplificatoarele operaționale sunt de obicei utilizate pentru a furniza modificări ale amplitudinii tensiunii (atât amplitudinea, cât și polaritatea) în oscilatoare, circuite de filtrare și multe tipuri de circuite de instrumentație. Un amplificator operațional conține mai multe etaje de amplificare diferențială pentru a obține un câștig de tensiune foarte mare.

Amplificatoarele operaționale sunt alimentate de surse de curent continuu +Vcc și -Vee (la fel ca amplificatorul diferențial); pot avea una sau două ieșiri; dar au întotdeauna două intrări: ***intrarea*** NEINVERSOARE (marcată cu +) și ***intrarea inversoare*** (marcată cu -). Figura 11.1 prezintă simbolul care reprezintă amplificatorul operațional de bază (amplificatorul operațional 741), în timp ce Figura 11.2 prezintă circuitul său echivalent, care constă dintr-un condensator, 11 rezistențe și 27 de tranzistoare.

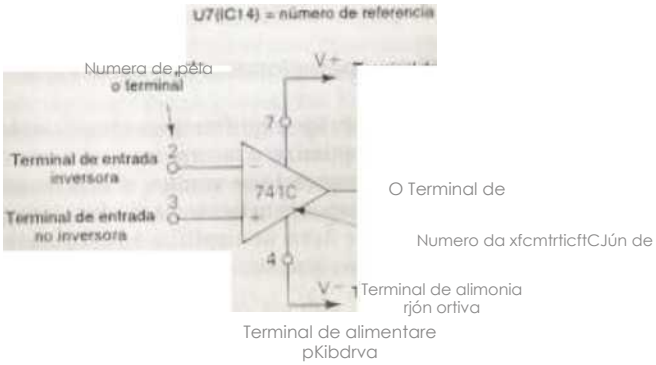


Figura 11.1 *Simbolul amplificatorului operațional de uz general 741C*

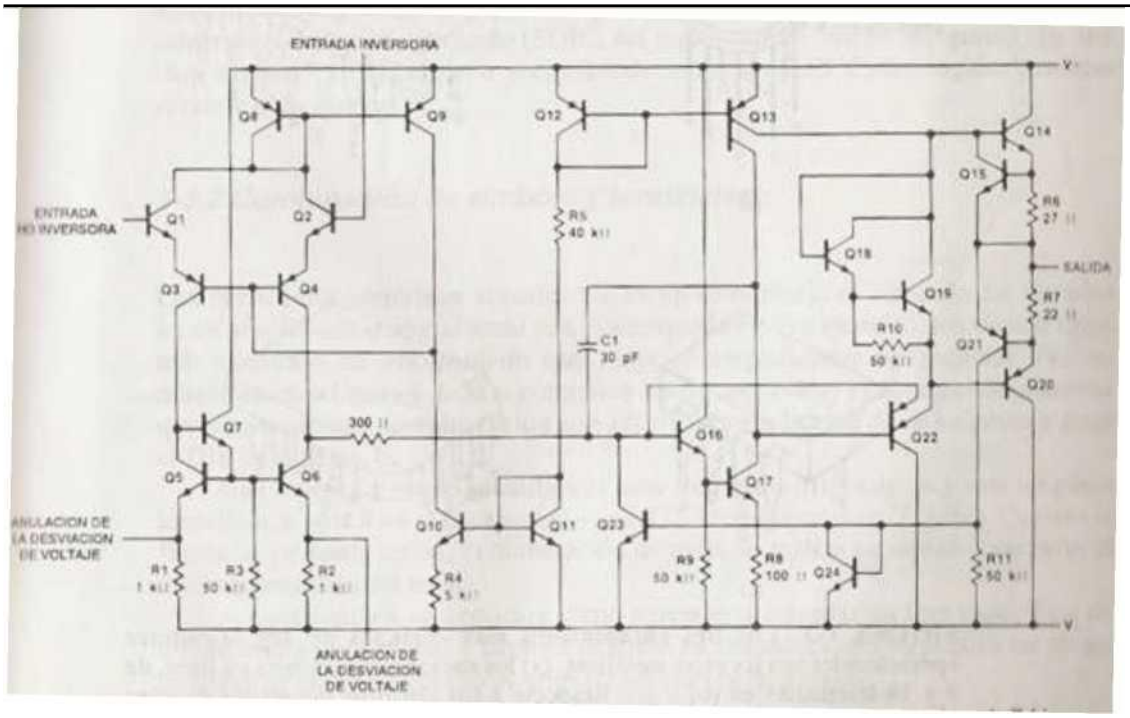


Figura 11.2 *Circuito equivalente del op-amp 741C de Fairchild*

11.1.1 ÎNCAPSULAT

Amplificatorul operațional este fabricat pe un mic cip de siliciu și încapsulat într-o capsulă adecvată. Fire subțiri conectează cipul la terminalele externe care ies din capsa metalică, plastică sau ceramică. Figura 11.3 prezintă cele mai frecvent utilizate capse pentru amplificatoarele operaționale.

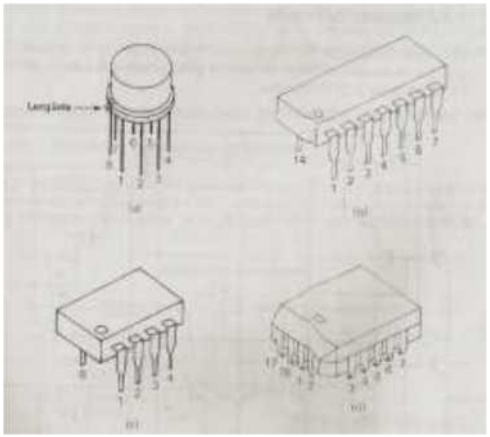


Figura 11.3 *Cele mai comune trei capsule de amplificatoare operaționale sunt carcase metalice: (a) capsule duale în linie, cu 8 și 14 terminale în (b) și (c). În ceea ce privește circuitele integrate de înaltă densitate, o capsulă cu tehnologie de montare la suprafață (SMT) este prezentată în (d).*

11.1.2 SIMBOLURI ȘI TERMINALE

În prezent, producătorii combină simbolul circuitului unui amplificator operațional cu simbolul carcasei sale într-un singur desen. De exemplu, sunt prezentate cele mai comune patru tipuri de carcase de amplificatoare operaționale.

741 sunt prezentate în Figura 11.4. Compararea Figurilor 11.4 (a) și (d) arată că schemele de numerotare sunt identice pentru cutia cu opt pini și pentru DIP-ul cu 8 pini.

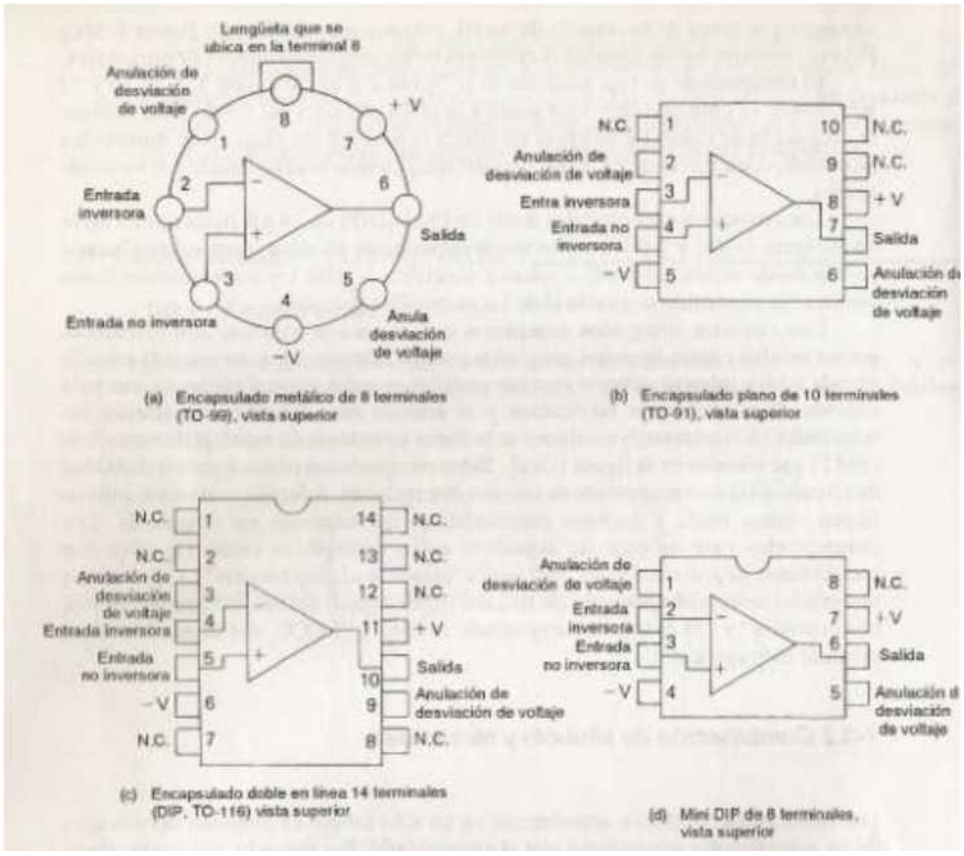

Lengüeta que se ubica en la terminal 8
Anulación de desviación de voltaje
+ V
Entrada inversora
Salida
Entrada no inversora
Anula desviación de voltaje
−V
(a) Encapsulado metálico de 8 terminales (TO-99), vista superior
N.C.
Anulación de desviación de voltaje
Entra inversora
Entrada no inversora
Salida
(b) Encapsulado plano de 10 terminales (TO-91), vista superior
Entrada inversora
Entrada no inversora
(c) Encapsulado doble en línea 14 terminales (DIP, TO-116) vista superior
(d) Mini DIP de 8 terminales, vista superior

Figura 11.4 *Diagrama de conexión para encapsulados típicos de amplificadores operacionales.*

11.1.3 NOMENCLATURA AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE

Toate amplificatoarele au un cod de identificare asociat, format dintr-un set de litere și cifre. Acest cod răspunde la următoarele patru întrebări.

1. Cine îl produce?
2. Ce tip de amplificator este?
3. Care este calitatea (de exemplu, intervalul de temperatură de funcționare)?
4. Ce tip de ambalaj are cipul?

Cine îl produce? Acesta este un prefix de 2 litere care reprezintă numele companiei care produce circuitul integrat. Următoarea listă prezintă cele mai comune prefixe:

Prefixul literei	Producător
AD	Dispozitive analogice
Aer	RCA
LM	Corpul Național de Semiconductori
MC	Motorola
NE/SE	Signetics
OP	Monolitici de precizie

RC/RM	Raytheon
SG	Silicon General
TL	Texas Instruments
UA (pA	Fairchild

Ce tip de amplificator este acesta? Este reprezentat prin numărul circuitului sau numărul piesei și este identificat prin cifre și litere care specifică tipul de amplificator.

Exemple:

062: Amplificator operațional de tip JFET
741: Amplificator operațional de uz general

Ce calitate are (de exemplu, intervalul de temperatură de funcționare)? Tabelul următor prezintă codul asociat pentru intervalul de temperatură de funcționare indicat.

Cod de temperatură	Intervalul de temperatură de funcționare
Comercial **C**	0 până la 70 °C
Eu industrial	-25 până la 85 °C
Militar **M**	-55 până la 125 °C

Ce tip de ambalaj are cipul? Sufixul format din una sau două litere identifică tipul de ambalaj care conține cipul. Cele mai comune sufixe de ambalaj sunt enumerate mai jos.

Cod de încapsulare	Descriere
D.	Plastic, dublu în linie pentru montare la suprafață pe o placă de circuit imprimat cel/cea
J	Ceramică, dublă în linie
N, P	Plastic, cu două fețe, în linie pentru inserare în priză. Terminalele trec prin suprafața superioară a unei plăci cu circuite imprimate și lipită pe suprafața inferioară

Exemplu de specificație completă.

uA	741	C.	P.
Fairchild	Scop general	Temperatura	Terminale DIP 8

11.2 FUNCȚIONAREA AMP-OP DE BAZĂ

Acțiunea ***de bază a amplificatorului*** constă în amplificarea *semnalelor sinusoidale* aplicate terminalelor inversoare (-) și neinversoare (+), utilizând transferul de curent continuu aplicat terminalelor VCC și VEE , care, în cazul amplificatoarelor practice, sunt surse de tensiune de magnitudine egală și polaritate opusă (VCC = -Vee) .

Intrările amplificatorului operațional pot fi conectate în mai multe moduri, două dintre cele mai comune fiind ***intrarea diferențială*** prezentată în Figura 11.5 și ***conexiunea în mod comun*** prezentată în Figura 11.6.

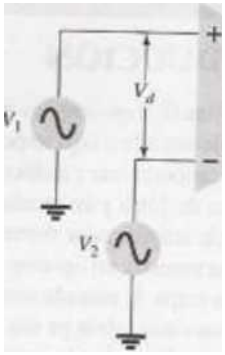


Figura 11.5 *Amplificatorul operațional cu intrare diferențială*

%

Figura 11.6 *El op-amp en modo común*

La señal de salida (voltaje) de un op-amp se compone de dos partes: una componente diferencial y una componente común es decir:

$$V_o = AV + A_C V_C \qquad (11.1a)$$

Unde:

$$Vc = (_{va} + V2\ ) / _2 \qquad (11.1b)$$

$$Vd = V_{il} - V_2 \qquad (11.1c)$$

Un _d este amplificarea modului diferențial și este afișat în fișa tehnică a amplificatorului operațional ca *Amplificare de tensiune de semnal mare* sau *Amplificare de tensiune în buclă deschisă*

A $_c$ este câștigul de mod comun și nu este specificat direct, ci prin ***parametrul CRM al raportului de respingere a modului comun.***

$$CMRR = \frac{LA}{A_C}{}^{d} \qquad A_c = A, / CMRR$$

$$CMRR\ (dB) = 20\log \mathrm{l}\ (A\ \mathrm{i}\ / I_{A_C})$$

$$CMRR\ (dB) = 20(\log Á_A - \log A_c) \qquad (11.1d)$$

$$^{CMRR}\_\ \mathrm{i}_{o}\ „ í\ A\ \mathrm{L}\ | \qquad A\ \mathrm{L} = 10^{\ CMRR/20}$$

$$20 \qquad {}^{g}, A_c) \qquad Un_{\ c} \sim$$

$$Ac = {}_{^{\wedge}QCMRR/20}$$

De exemplu, p A741 are un CMRR tipic de 90 dB. Cu parametrul CMRR, ecuația 13.1 poate fi rescrisă ca:

$$Vo = A_d V_d\ \ 1 + {}^{f}\mathrm{V} \qquad \frac{1}{CMRR}\ \frac{V_{ç\_}}{V_d}$$

11.2.1 CARACTERISTICI ALE AMPLIFICATORULUI OP IDEAL

Amplificatorul operațional ideal are următoarele caracteristici:

1. Rezistență de intrare, infinită
2. Rezistență de ieșire, zero
3. Câștig de tensiune în mod diferențial, infinit
4. Câștig de tensiune în mod comun, zero (CMRR = infinit)
5. Curenți de intrare, zero
6. Lățime de bandă, infinită
7. Variații în funcție de temperatură, fără variații.

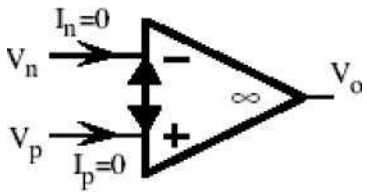


Figura 11.7 *Reprezentarea amplificatorului operațional ideal*

11.3 CIRCUITE PRACTICE CU AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

Tabelul R2 prezintă un set de circuite practice construite cu amplificatoare operaționale, precum și ecuațiile care le caracterizează.

Notă: În circuitele prezentate, nu confundați impedanța de intrare a circuitului cu impedanța de intrare a amplificatorului operațional.

Circuite practice cu amplificator diferențial **TIP**

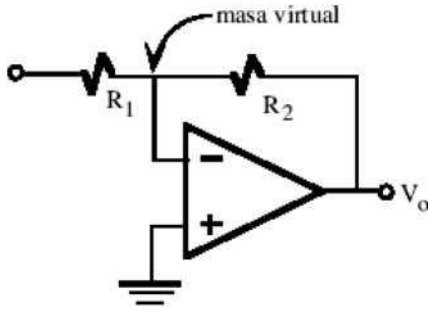
Circuit cu amplificare în tensiune

Amplificator INVESTITOR

$$A = \frac{Vi}{} = -\frac{R}{R}$$

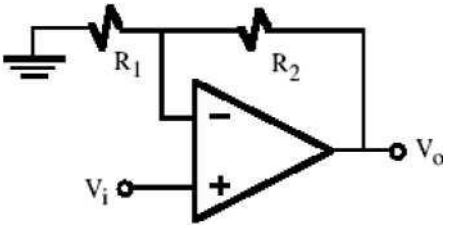
Există o defazare de 180° între intrare și ieșire, așa cum este indicat de semnul negativ.

Impedanța de intrare a circuitului este R1.



Amplificator NU-INVESTITOR

$$Vi \qquad R$$



Amplificator ADEPT

Amplificator de urmărire

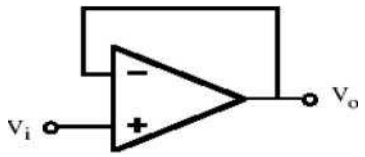
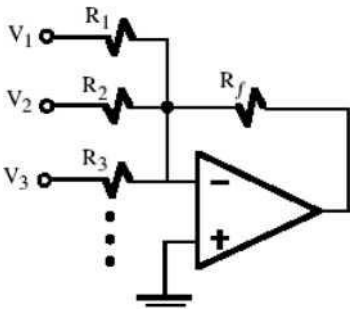


Figura 8.7. Amplificator de urmărire.

Amplificator SUMATOR

$$VO =$$

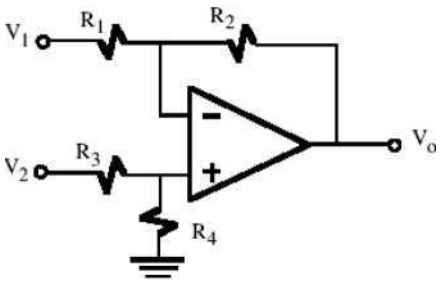


Amplificator RECEPTOR

$$V_O = Ra\,(RbV2 - RcV1)$$

$$R_a = 1 + {}^{R}V,\ R_b = \frac{}{}{}^{R4},$$

$$R_C = \frac{R2}{R1 + R2}$$

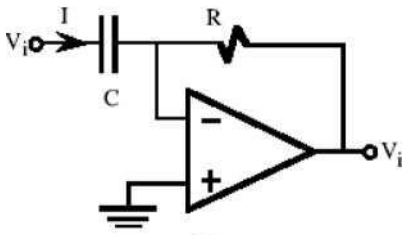


Ramificație amplificator

$$V_o = RC\,\frac{dV}{dt}V)$$

Unde:

K = constantă, depinde de sarcina inițială a condensatorului.



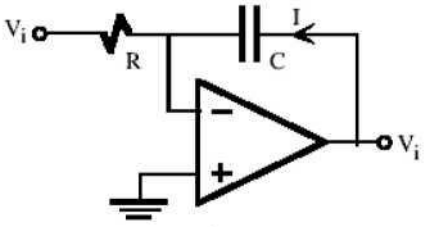
b)

Amplificator INTEGRATOR

$$V_{LUI} \qquad Vi\ (t)dt + k$$

Unde:

K = constantă, depinde de sarcina inițială a condensatorului.



a)

11.3.1 PARAMETRI DE DEVIERE REALI AI AMP-URILOR OP

Un amplificator operațional are o tensiune de ieșire zero atunci când tensiunea de intrare este zero; totuși, acest lucru nu se întâmplă într-un amplificator operațional real, care are o ***tensiune de polarizare la ieșire*** . Această tensiune poate fi calculată din ***tensiunea de polarizare la intrare*** (V _{IO}) și ***curentul de polarizare la intrare*** (I _{IO}) , adică:

V_O = V_O (abaterea datorată lui V_{IO}) + V_O (abaterea datorată lui I_{IO})

Unde:

V_{IO} = tensiunea de offset de intrare
I_{IO} = devierea curentului la intrare

Un alt parametru important este ***curentul de polarizare mediu*** , definit prin:

$I_B = (I_{B^+} + I_{B^-})/2$
Ființă:
I_{IB^+} = curent de polarizare la intrare neinversor
I_{B^-} = CURENT DE POLARIZARE $_{LA}$ intrare inversor

De asemenea, este necesar ca:

$I_{B^+} = I_B + I_{IO}/2$
$I_{B^-} = I_B - I_{IO}/2$

Pentru amplificatorul operațional 741, valorile tipice ale acestor parametri sunt: V_{IO} = 1 mV, I_{IO} = 20 nA, I_B = 80 nA.

11.3.2 PARAMETRI DE FRECVENȚĂ

Cei mai importanți parametri de frecvență sunt:

- Câștig unitar în frecvență sau câștig în lățime de bandă
- Viteză de răspuns
- Frecvența maximă a semnalului

11.3.2.1 FRECVENȚĂ SAU LĂȚIME DE BANDĂ A AMPLIFICAREI UNITARE

Câștigul unui amplificator operațional este o funcție a frecvenței de funcționare, așa cum se arată în graficul din Figura 11.8. Punctul specificat ca A _{OL} este câștigul diferențial de tensiune. *Frecvența superioară de tăiere* f _C și *frecvența cu câștig unitar (sau lățimea de bandă cu câștig unitar)* f ₁ sunt legate de:

$$f1 = A_{OL} * f_C$$

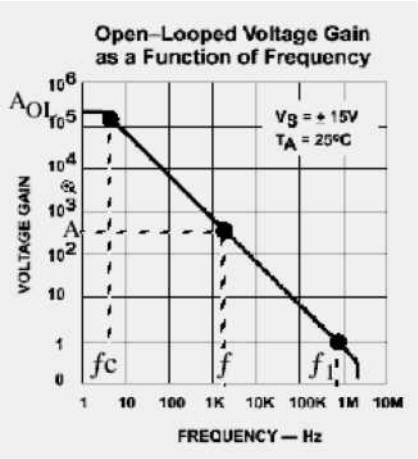


Figura 11.8
Câștigul de tensiune în funcție de frecvență.

11.3.2.2 VITEZĂ DE RĂSPUNS

Este viteza cu care se poate schimba ieșirea amplificatorului operațional, măsurată în microsecunde și definită prin:

$$SR = \frac{\hat{A}_{v\circ}(V/jus)}{Un\ eu}$$

11.3.2.3 FRECVENȚĂ MAXIMĂ A SEMNALULUI

Frecvența maximă la care trebuie să funcționeze amplificatorul operațional depinde atât de amplitudinea (K) a semnalului sinusoidal, cât și de viteza de răspuns (SR), adică:

$$Domnul\ a/\ \text{x}$$

$$a = \frac{\frac{SR}{2cK}(Hz)}{— (rad/s)\ K}$$

11.3.3 ALȚI PARAMETRI

Fișa tehnică a unui amplificator operațional listează o gamă largă de parametri, dintre care unii sunt comuni tuturor dispozitivelor; cum ar fi: tensiunea de aplicație, disiparea internă a puterii, tensiunea diferențială de intrare etc. Deoarece acești parametri sunt cunoscuți, nu vor fi discutați și vor fi prezentați doar cei care nu sunt comuni altor dispozitive.

Interval de tensiune de intrare. Diferența maximă de tensiune la intrarea amplificatorului operațional. 741 are un interval de intrare de ± 13V.
Variația maximă a tensiunii de ieșire de vârf. Pentru o alimentare de ± 15V, aceasta indică cea mai mare valoare a tensiunii care poate fi așteptată la ieșirea amplificatorului operațional. Pentru 741, este de ± 14V.
Rezistență și capacitate de intrare. Rezistență și capacitate echivalente în buclă deschisă observate pe terminalele de intrare. Pentru 741, este de 2 MΩ și 1,4 pF.
Rezistență de ieșire. 741 are o rezistență de 75Ω.
Consum de energie. Consum de curent continuu în absența unui semnal și pentru o tensiune de alimentare de ± 15 V. Pentru 741 este de 50 mW.
Curent maxim de ieșire. Curentul maxim de ieșire este limitat de circuitul de protecție. Pentru 741 este de 25 mA.
Variația maximă a tensiunii de ieșire. Aceasta este amplitudinea maximă de la vârf la vârf care poate fi atinsă fără saturație. Pentru 741, este de ± 13V până la ± 14V pentru V_{CC} = ± 15V.

Capitolul 12. AMPLIFICATOARE DE PUTERE

Amplificatoarele de putere sau de semnal mare sunt proiectate să funcționeze cu niveluri ridicate de tensiune și niveluri de curent moderate spre ridicate. Principalele lor caracteristici sunt eficiența energetică a circuitului, cantitatea maximă de putere pe care circuitul o poate suporta și adaptarea impedanței cu dispozitivul de ieșire.

12.1 CLASIFICAREA AMPLIFICATOARELOR DE PUTERE

Amplificatoarele de putere sunt clasificate în clase în funcție de gradul în care semnalul de ieșire variază în timpul unui ciclu de funcționare. Pentru un ciclu complet al semnalului de intrare, clasele sunt: A, B, AB, C și D. Eficiența ***unui*** amplificator operațional de putere (definită ca raportul dintre puterea de ieșire și puterea de intrare) se îmbunătățește de la clasa A la clasa D. Tabelul următor rezumă diferitele clase.

Tipuri de amplificatoare de putere

Clasă	LA	B.	AB	C.	D.
Ciclul de operațiune	360°	180 a 360 de ore	180a	Sub 1 an 180a	Funcționarea puls (digital)
Eficiența putere	25% până la	Între 25% (50%) și 78%	78,5%		În general aproape 90%

Notă : Clasa C nu este în general utilizată pentru a furniza cantități mari de energie, așa că eficiența nu este prezentată aici.

12.2 ANALIZA AMPLIFICATORULUI DE PUTERE

12.2.1 CONSIDERAȚII DE ANALIZĂ

Puterea ***de intrare*** a unui amplificator operațional se calculează luând în considerare sursa de alimentare și curentul consumat de amplificator. Semnalul sinusoidal de intrare nu are niciun efect asupra puterii de intrare. Aceasta înseamnă că puterea de intrare este de curent continuu și se calculează folosind curenții și tensiunile obținute din analiza curentului continuu, adică:

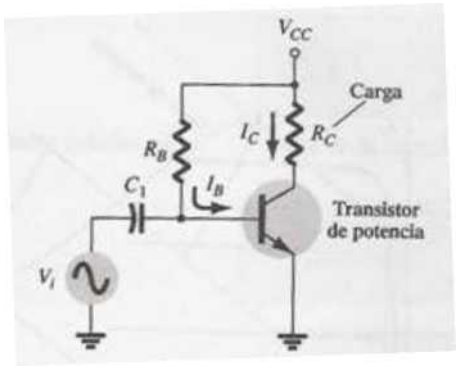
Pi (cd) = f(V(cd),I(cd)).

Puterea ***de ieșire*** este rezultatul amplificării semnalului de intrare prin transferul de energie de la sursele de tensiune continuă. Puterea de ieșire se calculează luând în considerare rezistența de sarcină și tensiunea pe sarcină sau rezistența de sarcină și curentul. Prin urmare, este o putere alternativă, P_O (AC). Rețineți că semnalele AC pot fi exprimate ca *valori RMS, valori de vârf* sau *valori vârf-la-vârf,* cu condiția să fie consistente pe întregul semnal.

Randamentul este raportul dintre puterea de ieșire și puterea de intrare **.**

12.2.2 AMPLIFICATOR DE PUTERE CLASA A ALIMENTAT ÎN SERIE

Figura 12.1 prezintă amplificatorul de putere de clasa A alimentat în serie. Circuitul constă practic dintr-un BJT care alimentează o rezistență de colector R _C , care acționează ca rezistență de sarcină R_L . Rezultatele analizei sunt rezumate în tabelul următor.

Clase	Potencia de entrada	Potencia de salida	Eficiencia	Circuito eléctrico Representativo
	$P_i(de) = V_{cc}I_{Cq}$ **Del análisis de cd para el BJT, se tiene que:** $I_B = \frac{V_{cc} - 0.7V}{RB}$ $I_c = \beta_{CC} I_B$ $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$	**Mediante valores rms** $P_{O(ae)} = V_{CE} I_C$ $P_{O(ae)} = I_c^2 R_C$ $P_O(ae) = \frac{V_{L1}^2}{R_C}$ **Mediante valores pico** $P_O(ae) = \frac{V_{CE} I_C}{2}$ $P_O(ae) = \frac{V_{CC} I_C}{2}$ $P_O(ae) = \frac{V_{CE} I_C}{2}$ **Mediante valores pico a pico** $P_O(ae) = \frac{V_{CE} I_C}{2}$ $P_O(ae) = \frac{I_c^2 R_c}{8}$	$\eta = \frac{P_O(ae)}{P_i(de)}$ **Eficiencia máxima** $P_O(ae)Máx = \frac{V_{CC}^2}{2R_C}$ $P_O(ae)Máx = \frac{V_{CC}^2}{8R_C}$ De donde se tiene que: $\eta = \frac{P_O(ae)Max}{P_i(de)Max} = \frac{2/8*100}{25}$	**Figura 12.1 Amplificador de potencia alimentado en serie.** 

Pe baza rezultatelor prezentate în tabelul de mai sus, va fi prezentat un exemplu demonstrativ al analizei amplificatorului operațional de putere de clasa A alimentat în serie.

Exemplu demonstrativ. Calculați puterea de intrare, puterea de ieșire și randamentul circuitului amplificatorului din Figura 12.2 pentru o tensiune de intrare care provoacă un curent de bază de vârf de 10 mA.

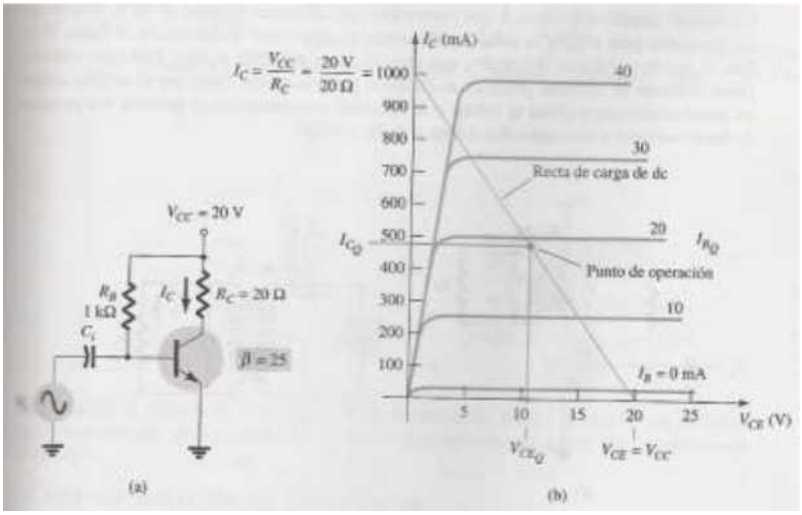


Figura 12.2 *Circuito de amplificador operacional de potencia clase A alimentado en serie.*

Soluție. Folosind ecuațiile prezentate în tabel pentru analiza lui cd, avem:

$$I_B = \frac{V_{CC} - 0{,}7V}{R_B} = \frac{20\ V - 0{,}7\ V}{\text{im}} = 19{,}3\ mA$$

$$I_{Cq} = \beta I_S = 25\ (19{,}3\ mA) = 0{,}48\ A$$

$$V_{CEq} = V_{CC} - I_C R_C = 20V - (0{,}48A)(20\ \Omega) = 10{,}4V$$

Apoi, folosind graficul caracteristic (VCE , IC) AL BJT-ULUI, SE TRASEAZĂ linia dreaptă care leagă punctele de tăiere (VCE = VCC , 0) și de saturație (0, VCC /RC) . Pe această linie dreaptă se identifică punctul de funcționare Q (VcEq , Icq) obținut din analiza curentului continuu .

Din afirmație, știm că semnalul de intrare este dat sub forma unui curent sinusoidal cu o valoare de vârf de 10 mA, atunci curentul de colector este dat de:

$$I_c\ (vârf) = \beta I_B\ (vârf) = 25\ (10\ mA) = 250\ mA$$

Cu valoarea curentului colectorului, calculele de putere și eficiență se obțin prin înlocuirea valorilor rezistenței de sarcină (pentru această configurație este Rc) în ecuațiile prezentate în tabel, adică:

$$P_{(cc)} = V_{cc} I_c = 20V\ (0{,}48\ A) = 9{,}6W$$

$$P_{sau\ ac)} = \frac{(250 * 10^{-3}\ A)^2 * 20\ \Omega}{2} = 0{,}625\ W$$

$$\%\ , = \frac{P_{(cc} \quad '}{9{,}6W)} = \frac{0625W}{} = 6.5\%$$

12.2.3 AMPLIFICATOR DE PUTERE CLASA A CU TRANSFORMATOR CUPLAT

Un tip de amplificator de putere de clasă A cu o eficiență de 50% utilizează un transformator pentru a cupla semnalul de ieșire la sarcină (vezi Figura 12.3). Punctul de funcționare Q, pe curba caracteristică a tranzistorului bipolar (BJT), este definit de intersecția a două linii cu curba caracteristică. Prima linie este o linie verticală cu valoarea V _{CEq} = V_{CC} și reprezintă rezistența înfășurării transformatorului în cazul ideal, pentru care R = 0Q. A doua linie reprezintă rezistența de sarcină văzută de la bornele primare ale transformatorului (vezi secțiunea despre transformator din Capitolul 2) și, prin urmare, este o linie cu o pantă de -1/R' . URMĂTORUL exemplu ilustrativ demonstrează metoda de analiză.

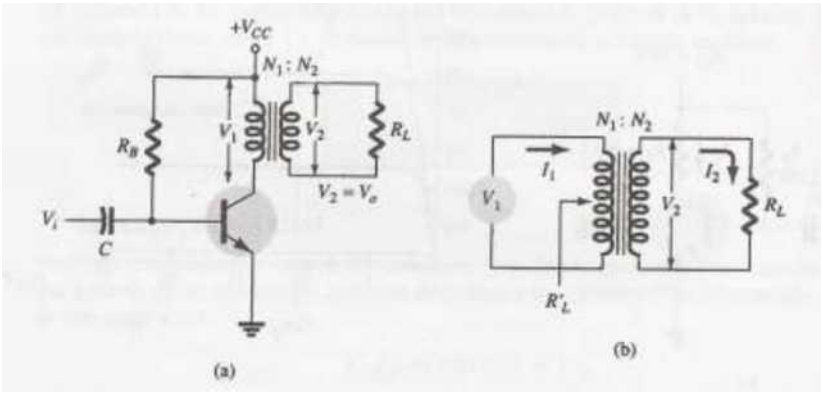


Figura 12.3 *Rectas de carga para el amplificador operacional de potencia clase A, acoplado por transformador.*

Exemplu demonstrativ. Calculați puterea alternativă aplicată difuzorului de 8 Ω pentru circuitul amplificatorului de putere clasa A cuplat la transformator prezentat în Figura 12.4. Valorile componentelor circuitului au ca rezultat un curent de bază continuu de 6 mA, iar semnalul de intrare (V_i) are ca rezultat o variație a curentului de bază de vârf de 4 mA. De asemenea, calculați puterea de intrare, pierderile de putere și eficiența.

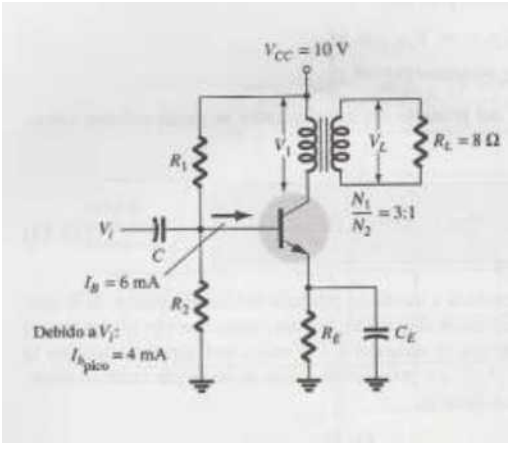


Figura 12.4
Amplificator de putere clasa A cuplat cu transformator.

Soluție. *Mai întâi.* Se trasează linia de curent continuu, care este o linie verticală a cărei valoare este: $V_{cEq} = V_{CC}$ (vezi figura 12.5), apoi curentul de funcționare I_{cq} se găsește prin intersecția acestei linii cu curba caracteristică, pentru valoarea specificată a curentului de bază, adică: dacă $V_{CEq} = 10V$ și $I_B = 6mA$ atunci $I_{CQ} = 140mA$.

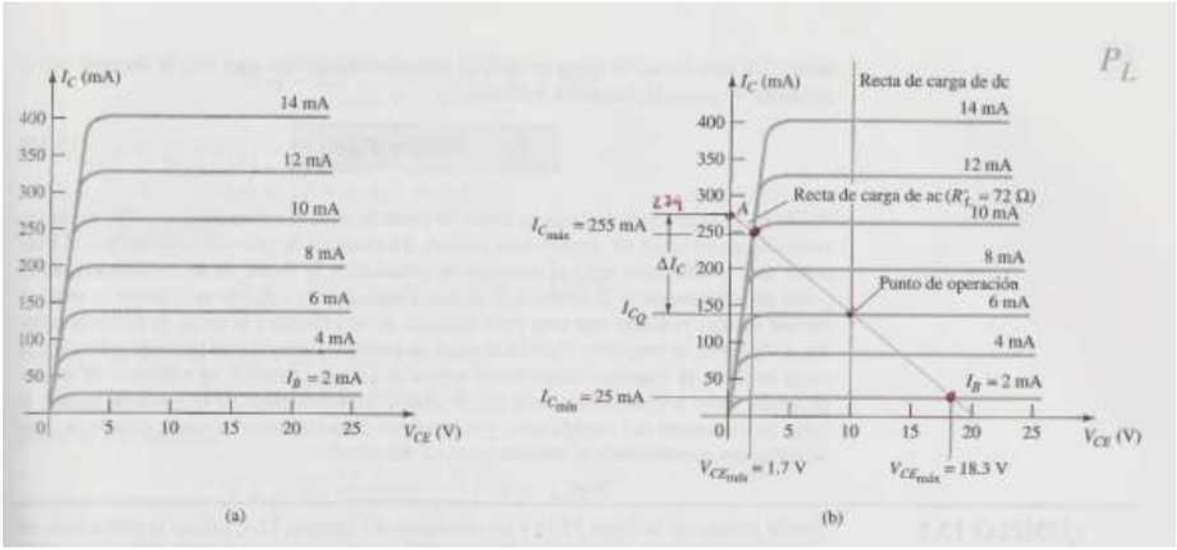


Figura 12.5 *Características del transistor BJT para el amplificador de potencia clase A, acoplado prin transformator.*

În al doilea rând. Linia de sarcină este trasată în AC, care are o pantă de $1/R'_L$, unde: $R'_L = (N1/N2)^2 * R_L = (3)^2 (8) = 72\Omega$, iar panta este -1/72. Atunci *ecuația punct-pantă a dreptei* $y = m(x - x1) + y1$ este utilizată pentru a calcula punctele pentru trasarea dreptei, adică:

$$IC = m(V_{CE} - V_{CEq}) + I_{Cq}$$

Pentru $I_c = 0$

$$V_{CE} = V_{CEq} \qquad I<Cq \qquad >V_{CE} = 10 - \frac{0.14}{m} = 20.08V$$

Para $V_{cE}=0$

$$I_C = I_{Cq} - mV_{CEq} \qquad >4 = 0.14A - (-1/72\ \Omega) * 10V = 0.2788 = 0.279$$

Folosind aceste puncte, linia este trasată așa cum se arată în Figura 12.5 și se găsesc intersecțiile maxime și minime ale liniei cu curbele caracteristice, rezultând:

$V_{cEmin} = 1.7$ V $I_{c\,max} = 255$ mA
$V_{cEmax} = 18.3$ V $I_{cmin} = 25$ mA

Puterea de ieșire în curent alternativ furnizată de transformator se calculează cu:

$$P\ (Ctc\} — \quad \frac{V_{CE\min})*(i_C max - I_{C\,m,})}{8} \quad \frac{(18{,}3 - 1{,}7)\ V*(255 - 25)\ mA}{8} =$$

Puerea de intrare este dată de: $P\ (cc) = V_{CC}, I_{CQ} = 10\ V\ (140\ mA) = 1{,}4$

Pierderile din înfășurările transformatorului sunt ignorate și se iau în considerare doar pierderile disipate de tranzistor, care se calculează prin:

$P_Q = p\ (cc) - P_o\ (ca) = 1{,}4\ W - 0{,}477\ W = 0{,}92\ W$

Prin urmare, eficiența este dată de:

$$= \frac{P_o\ (aC}{} * 100\% = \frac{0\text{-}477\ W}{} = 34{,}1\%\ P\ (dc \quad 1{,}4\ W)$$

12.2.3.1 EFICIENȚĂ TEORETICĂ MAXIMĂ

Pentru un amplificator de clasă A cuplat cu transformator, randamentul teoretic maxim ajunge până la 50%. Pe baza semnalelor de ieșire (V SAU vârf) obținute de amplificator, randamentul poate fi exprimat ca:

$$= 50\% * \frac{(V_{CE\max} - V_{CE\min})}{X_{CE\max} + V_{CE\min}}$$

Unde

$$V_{CE\max} = V_{CEq} + V_{O(picO)}$$

$$V_{CE\min} = V_{CEq} - V_{O(picO)}$$

Capitolul 13. CIRCUITE INTEGRATE LINIARE DIGITALE

Până în acest moment, accentul a fost pus pe studiul circuitelor analogice sau liniare, care sunt circuite care gestionează semnale analogice, numite și semnale continue. Cu toate acestea, a fost prezentată și proiectarea porților logice, care stau la baza proiectării circuitelor digitale ce gestionează semnale discrete sau discontinue. Acest capitol examinează funcționarea circuitelor integrate care funcționează atât cu semnale analogice, cât și cu semnale digitale.

13.1 COMPARATOARE DE TENSIUNE

Un circuit comparator este unul în care o tensiune de intrare liniară este comparată cu o altă tensiune de referință; ieșirea este un nivel logic care reprezintă dacă tensiunea de intrare depășește tensiunea de referință.

13.1.1 COMPARATOR DE TENSIUNE CU AMP OP. EL 741

Amplificatorul operațional 741C poate fi utilizat ca și comparator de tensiune. Când amplificatorul operațional este conectat așa cum se arată în Figura 13.1(a), cu intrarea neinversoare Vi, atunci tensiunea de referință este dată de:

$$\frac{R_{.}}{{}_{R}{}_{1}+{}_{R}{}_{2}}V_{CC} \qquad (13.1a)$$

Luego Vi es comparado con Vref, dando por resultado lo siguiente:

$$V_{OUT} \quad W \quad \underline{V_{CC} \qquad > V_{In} > V_{EE}} \qquad (13.1b)$$

$$\text{F}EE \qquad > V_{n} < V_{EE}$$

Siendo V_{CC} el nivel lógico alto (1) y V_{EE} el nivel lógico bajo (0)

Si ahora la entrada inversora se toma como Vi, tal como se muestra en la figura 13.1(b), entonces se tiene que:

$$V_{OUT} \qquad \underline{V_{CC} \qquad V_{In} < V_{EE}} \qquad (13.1c)$$

$$V_{EE} \qquad V_{In} > V_{EE}$$

Siendo V_{CC} el nivel lógico alto (1) y V_{EE} el nivel lógico bajo (0)

Reținеți, de asemenea că V EE poate fi legat la masă, caz în care nivelul scăzut pentru figura 16.3(a) va fi aproape de zero volți.

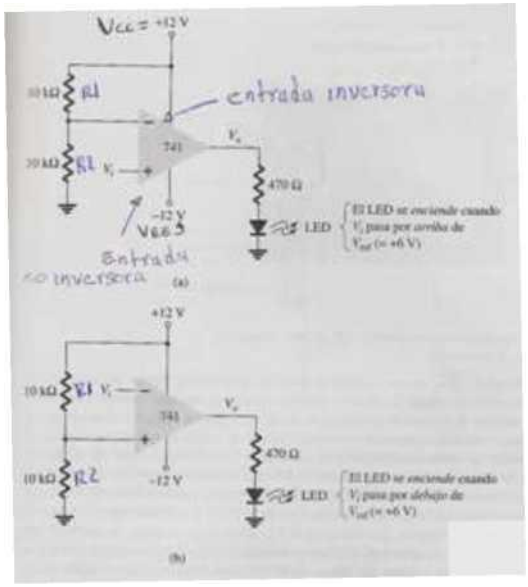


Figura 13.1 *El op-amp 741c como comparador. (a) Comparador positivo, salida alta si Vin>Vref; (b) comparador negativa, salida baja si Vin<Vref.*

Viteza **de Rata de comutare** *SR (slew rate) a 741C* este de 0,5 V/ p s, deci este posibil să se utilizeze LM318 al cărui viteza de Tensiunea de comutare este de 70 V/ p s. Timpul de comutare comutarea între

Un semnal de ieșire ridicat și un semnal de ieșire scăzut sunt date de:

$$V_{OUT} \quad V_{alto}, \quad \frac{V_{bajo}}{SR} \qquad (13.1d)$$

13.1.2 Circuit integrat comparator de tensiune. LM311

Figura 13.2 prezintă comparatorul de tensiune IC 311, care poate funcționa fie cu surse de alimentare duale de +/-15V, fie cu surse de alimentare simple. Ieșirea poate furniza o tensiune la unul din două niveluri diferite sau poate fi utilizată pentru a alimenta o lampă sau un releu. Ieșirea (7) este preluată de la un tranzistor bipolar pentru a permite gestionarea unei varietăți de sarcini. Unitatea are, de asemenea, intrări de balans și stroboscop, permițând activarea periodică a ieșirii.

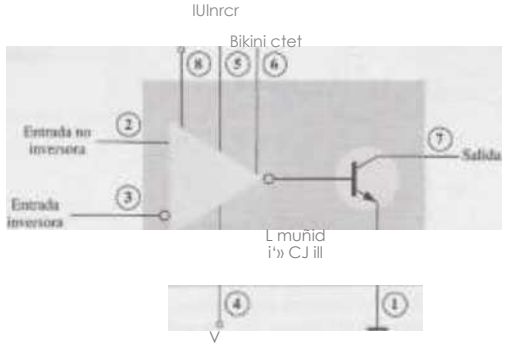


Figura 13.2 *Circuit integrat comparator de tensiune 311 (capsula DIP cu opt pini)*

13.1.3 Circuit integrat comparator de tensiune. LM339

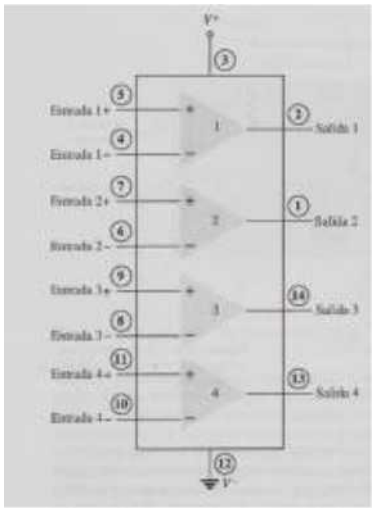


Figura 13.3 *CI comparador cuádruple*

Seria National Semiconductor 339 este o altă familie de comparatoare; fiecare pachet de circuit integrat conține mai multe comparatoare (vezi Figura 13.3). Tensiunea de alimentare este comună, iar toate comparatoarele disipă putere chiar dacă doar unul este utilizat.

13.2 CONVERTOARE DIGITALE-ANALOG ȘI ANALOG-DIGITAL

Un convertor analog-digital (ADC *)* obține o valoare digitală care reprezintă o tensiune de intrare analogică, în timp ce un convertor digital-analogic (DAC) convertește o valoare digitală într-o tensiune analogică.

13.2.1 CONVERTOR DIGITAL-ANALOGIC

Conversia digital-analogică poate fi efectuată prin diferite metode. O schemă utilizată în mod obișnuit folosește o *rețea de rezistențe și* se numește **rețea pe scară** . O rețea pe scară acceptă valori

$$_{Tr} D *2^0 + D *2_1 + D *2^2 + D *2* \quad \text{(13.2a)}$$

$_{V_O}$ $_{-4}$ $_{V_{ref}}$

binare la intrare (0V și V _{ref}) și furnizează o tensiune de ieșire proporțională cu valoarea binară de intrare. De exemplu, Figura 13.4 (a) prezintă o rețea pe scară.

Scară pe 4 biți (D0 până la D3), pentru care tensiunea analogică la ieșire (Vo) este dată de:

2^4

Unde Do, D1, D2, D3 sunt numere binare 0 sau 1.

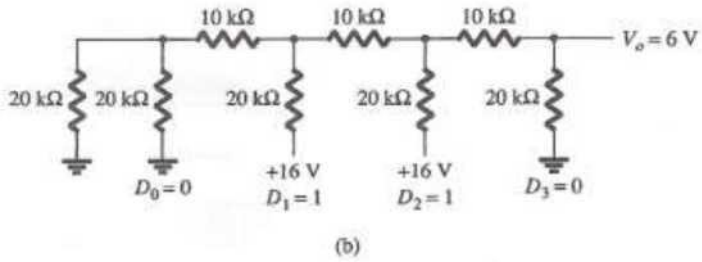


Figura 13.4 *Rețea cu 4 etape utilizată ca convertor DAC.*

13.2.1.1 DAC DE CI. AD7524

AD7524 prezentat în Figura 13.5(a) este un convertor D/A logic CMOS pe opt biți. Are o intrare pe 8 biți care poate fi memorată intern sub controlul intrărilor de selecție a cipului (CS) și WRITE (WR). Când aceste două intrări de control sunt la nivel scăzut, intrările de date digitale D7 și D8 PRODUC curentul de ieșire analogică OUT1 (terminalul OUT2 este de obicei legat la masă). Când oricare dintre intrările de control devine la nivel înalt, datele de intrare digitale sunt memorate, iar ieșirea analogică rămâne la nivelul corespunzător acelor date digitale fixe. În această stare, modificările ulterioare ale intrărilor digitale nu vor avea niciun efect asupra OUT1.

Timpul maxim de stabilizare pentru AD7524 este de obicei de 100 ns. Tensiunea de referință, V _{REF}, poate varia între tensiuni negative și pozitive de la 0 la 25 V, astfel încât se pot produce curenți de ieșire de ambele polarități. Curentul de ieșire poate fi convertit într-o tensiune folosind un amplificator operațional conectat, așa cum se arată în Figura 13.5(b). Rețineți că rezistența de feedback a amplificatorului operațional face deja parte din cipul DAC.

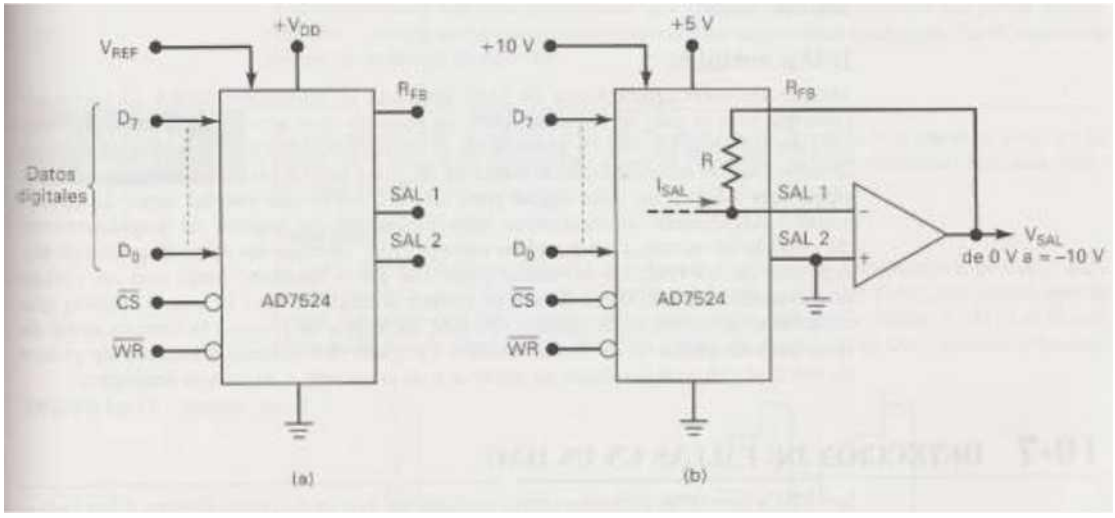


Figura 13.5 *(a) DAC AD7524 pe opt biți cu intrări latched; (b) AD7524 cablat pentru a produce o tensiune de ieșire analogică cuprinsă între 0V și aproximativ -10V.*

13.2.1.2 DAC DE CI. DAC0830

Convertorul D/A National Semiconductor DAC0830 este un exemplu reprezentativ de circuit integrat conceput pentru utilizare cu un microprocesor. Acest circuit integrat este de tip CMOS și poate avea o tensiune maximă de 17 V; cu toate acestea , toate intrările sunt compatibile TTL. Se recomandă ca VREF < 5 V și ca VCC = VREF + 9 V. FIGURA 13.6 PREZINTĂ CIRCUITELE INTERNE ALE DAC0830 ȘI CONEXIUNILE LA UN MIC AMPLIFICATOR OPERAȚIONAL UTILIZAT PENTRU A IZOLA ȘI AMPLIFICA tensiunea de ieșire, care este generată de rețeaua 2R din interiorul circuitului integrat.

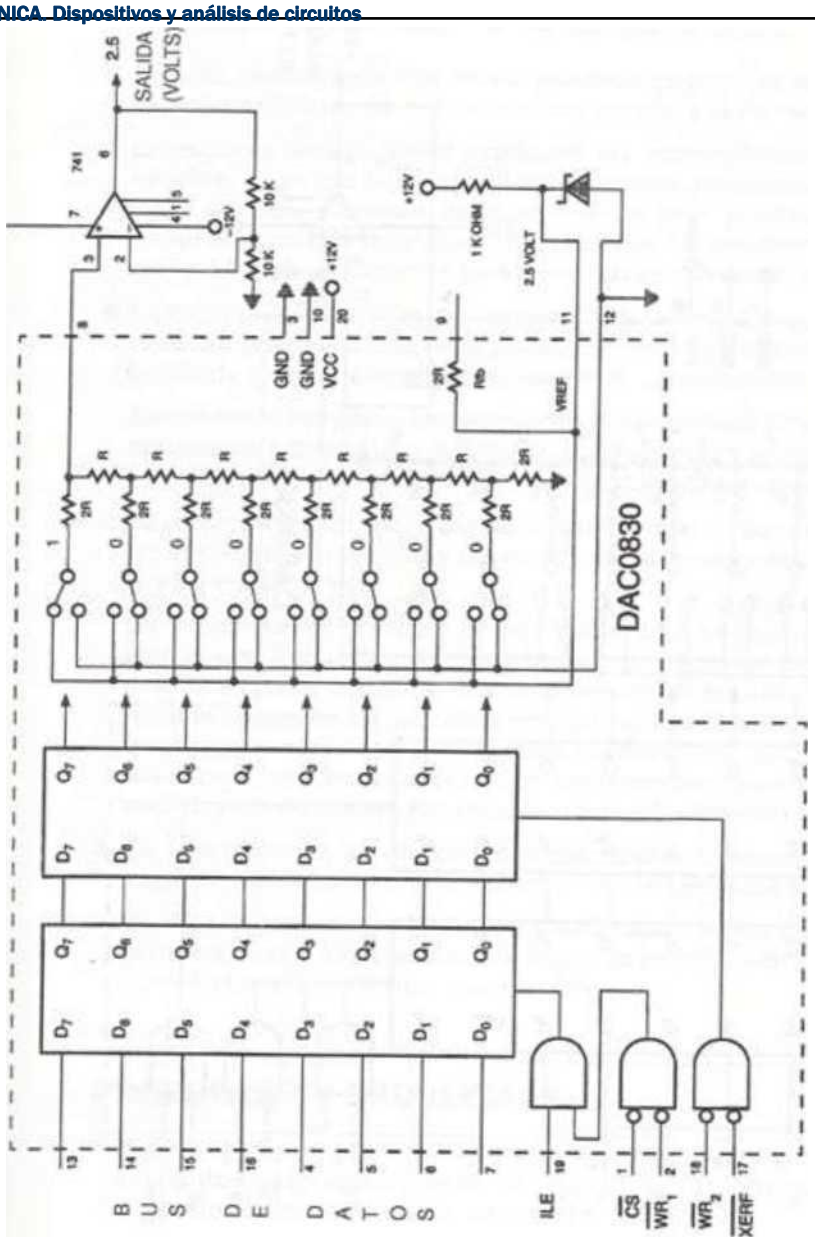


Figura 13.6 *Circuitul intern al DAC0830.*

13.2.2 CONVERTOR ANALOG-DIGITAL

Un convertor analog-digital (ADC) preia o tensiune de intrare analogică și, după un anumit timp, produce un cod de ieșire digitală care reprezintă intrarea analogică. Procesul de conversie A/D este, în general, mai lent și mai complex decât procesul D/A.

13.2.2.1 ADC RAMPĂ DIGITALĂ

Figura 13.7 prezintă diagrama unui convertor analog-digital cu rampă. Acesta conține un contor, un convertor digital-analogic (DAC), un comparator analogic și o poartă AND de control. Ieșirea contorului servește ca semnal activ-LOW pentru sfârșitul conversiei FDC.

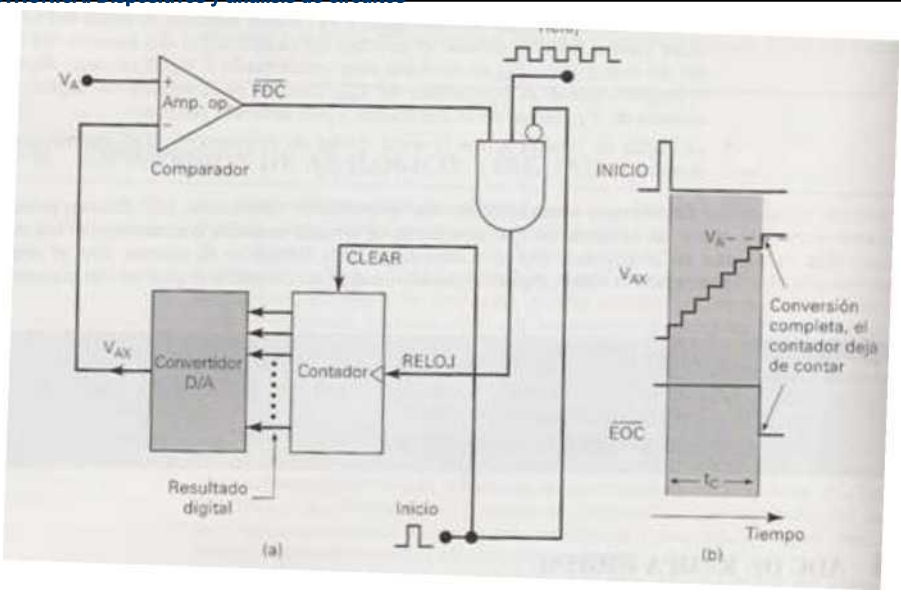


Figura 13.7 *ADC cu rampă digitală.*

Exemplu demonstrativ C^ . Presupuneți următoarele valori pentru DAC-ul din Figura 13.7: frecvența de ceas (CLK) = 1 MHz; VT = 0,1 mV; ieșire la scară completă = 10,23 V, intrare pe 10 biți. Determinați:

a. Echivalentul digital al VA = 3,728
b. Timp de conversie
c. Rezoluția convertorului

Soluție.

(a) Numărul de pași este:

Număr total de pași = $2^{\text{Număr de biți}} - 1 = 2^{10} - 1 = 1023$

Mărimea pasului este:

Mărimea pasului = ieșirea la scară completă/numărul de pași = 10,23 V/10²³ = 10 mV Prin urmare, numărul de pași de parcurs este:

Numărul de pași = $V_A + V_T/TE$ = (3728 V + 0,1 mV) / 10 mV = 373 pași

Apoi, echivalentul binar corespunde numărului de pași parcurși, adică:

373=0101110101 ieșire binară.

(b) Au existat 373 de impulsuri de ceas cu o frecvență de T = i/f = 1/1MHz = 1pS, adică 373 pS .

(c) Rezoluția este egală cu dimensiunea pasului DAC, care este de 10 mV. În termeni procentuali, este 1/1023 x 100% = 0,1%.

13.2.2.2 ADC de aproximare succesivă. CI ADC0804

Figura 13.8 prezintă configurația ADC0804, un circuit integrat CMOS ce efectuează conversia A/D folosind *metoda aproximării succesive*. Unele dintre cele mai importante caracteristici ale sale sunt:

- Intrarea logică reală este V _{ENT} = V _{ENT +} - V _{ENT-}. În timpul funcționării normale, convertorul utilizează V _{CC} = +5V ca tensiune de referință, iar intrarea analogică poate varia de la 0 la 5V la limita scalei.
- Acesta convertește tensiunea de intrare analogică într-o ieșire pe 8 biți. Ieșirile digitale au buffere tri-state, astfel încât pot fi conectate cu ușurință într-o configurație de magistrală de date.
- Are un circuit generator de ceas intern care produce o frecvență de f = 1/(1.1RC), unde R și C sunt valorile componentelor conectate extern. O frecvență comună de ceas este de 606 kHz folosind R = 10 kΩ și C = 150 pF. Dacă se dorește un semnal de ceas extern, acesta se conectează la pinul CLK IN.

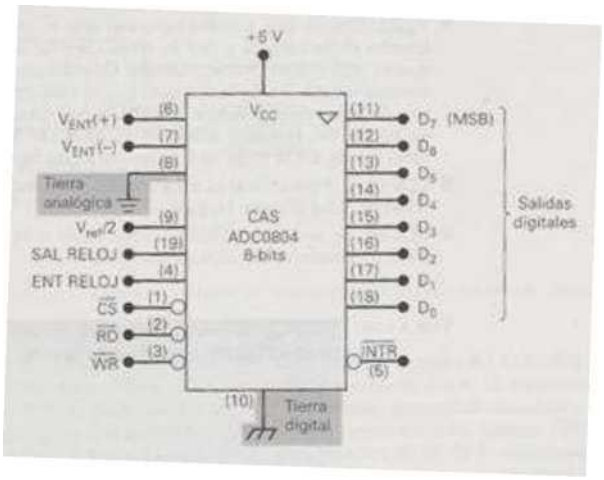


Figura 13.8 *ADC AD0804 de aproximaciones ieșiri succesive pe 8 biți cu ieșiri tri-state.*

- Dacă o frecvență de ceas de 606 kHz, timpul de conversie este Rezoluție 8 biți = 5V/255 = 19,6 mV de aproximativ 100uS.
- Are conexiuni de masă separate pentru tensiuni digitale și analogice. Pinul 10 este masa digitală (este inerent zgomotos din cauza schimbărilor continue de stare ale dispozitivelor digitale). Pinul 8 este masa analogică.

13.3 CRONOMETRUL. CI NE555, TLC555

Figura 13.9 prezintă schema bloc a circuitului integrat temporizator 555. După cum se poate observa din figură, acest circuit integrat combină un oscilator de relaxare, două comparatoare, un bistabil RS și un tranzistor care acționează ca element de comutare. Rezistențele cu valorile R definesc tensiunile de referință 2Vcc/3 și Vcc/3.

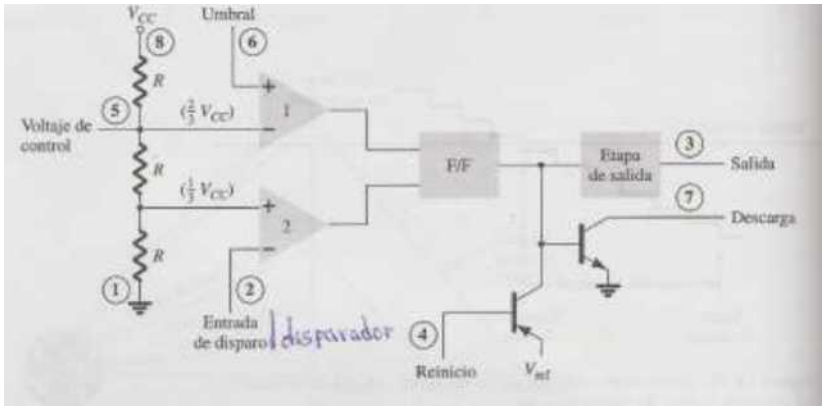


Figura 13.9 *Detalle del temporizador 555.*

13.3.1 UTILIZAREA CI 555 CA MULTIVIBRATOR ASTAB

Un **ceas** este un oscilator sau, așa cum este uneori cunoscut, un **multivibrator astabil** . Figura 13.10

arată cum se conectează circuitul integrat 555 atunci când este utilizat ca multivibrator astabil, construit folosind două rezistențe externe R _A și R _B și un condensator C pentru a seta intervalul de temporizare al semnalului de ieșire.

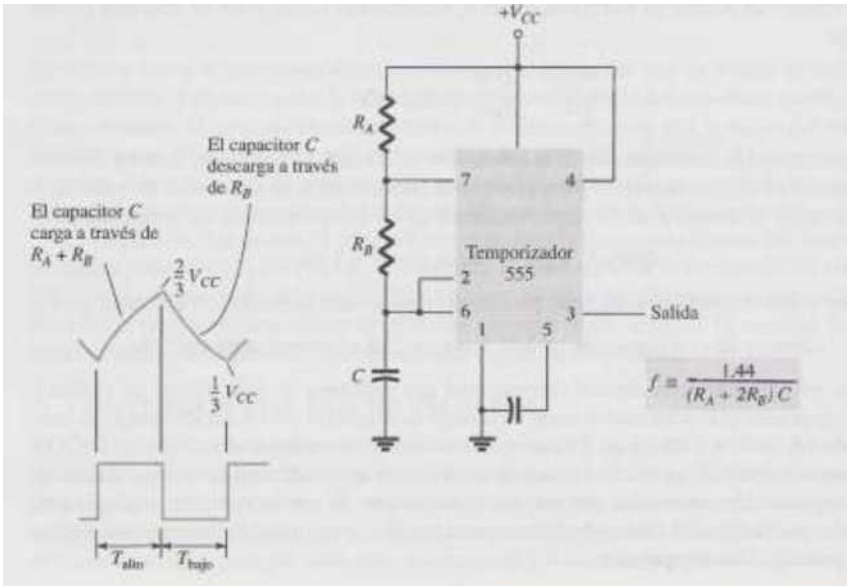


Figura 13.10 *Multivibrator astabil (ceas) folosind un circuit integrat 555.*

Funcționarea multivibratorului astabil. Amplificatoarele 1 și 2, conectate la intrările bistabilului, sunt utilizate ca și *comparatoare de tensiune* pentru a seta (S) și a reseta (R) bistabilul. Tensiunea de referință pentru comparatoare este furnizată de un divizor de tensiune format din trei rezistențe. Acest divizor de tensiune aplică 1/3 din tensiunea sursei (1/3 Vcc) la intrarea pozitivă a comparatorului inferior și 2/3 Vcc la intrarea negativă a comparatorului superior. Intrarea negativă a comparatorului inferior se numește *disipator* , în timp ce intrarea pozitivă a comparatorului superior este *pragul.*

Când bistabilul este resetat la starea 0, terminalul de descărcare (7) se află într-o stare de impedanță ridicată, permițând condensatorului să se încarce prin R _A și R_B . Când tensiunea condensatorului atinge o valoare puțin mai mare de 2/3 Vcc (aceasta este tensiunea de prag la terminalul 6), bistabilul trece de la starea 0 la starea logică 1. Aceasta determină pornirea tranzistorului de descărcare, iar condensatorul începe să se descarce prin R_B și tranzistorul de descărcare până când tensiunea atinge o valoare puțin mai mică de 1/3 Vcc. În acel moment, bistabilul este resetat și întregul ciclu începe din nou.

Frecvența de oscilație a temporizatorului 555 ca multivibrator astabil (ceas)

Din studiile cu condensatoare știm că timpul de încărcare și descărcare al unui condensator este dat de:

$$Vc = Vs1 - eR \quad (13.3a)$$

Unde:

Vc = tensiunea pe condensator

Vs = tensiunea de alimentare T = timpul de descărcare RC = constanta de timp RC

Rezolvând ecuația în funcție de perioada de oscilație, obținem:

$$T = -RC * \ln\left(\frac{-Vc}{Vs} + 1\right) \qquad (13.3b)$$

Din ecuația de mai sus, timpul necesar pentru a trece de la tensiunea minimă pe condensator (1/3 Vcc) la tensiunea maximă pe condensator (2/3 Vcc) este dat de:

$$RC * \ln\frac{2/3\,Vs}{Vs} \qquad RC * \ln\frac{-1/3Vs}{Vs} \qquad -RC\left[\ln(1/3) - \ln(2/3)\right] = 0.69RC$$

Un ciclu constă dintr-un timp de încărcare și un timp de descărcare. *Constanta de timp RC pentru încărcare este C(R A + R B)* deoarece condensatorul se încarcă prin R A și R B ; dar *constanta de timp pentru descărcare este C*R B* deoarece condensatorul se descarcă prin R B . Prin urmare, timpul pentru un ciclu complet (încărcare și descărcare) este:
T = TC + TDC = 0,69*(R A + R B) + 0,69*C*R B = 0,69*(R A + 2R B) , UNDE frecvența (inversa perioadei) este dată de:

$$\frac{1}{T} \quad \frac{1,44}{(R_A + 2^* R)^* C}$$

') R_A, R_B $\frac{1440}{(R \;.\; 2^* R)^* C}$ $k\,Q$ C $p\,F$

Figura 13.11 prezintă conexiunea tipică a temporizatorului 555 ca oscilator astabil, precum și formele de undă atât la ieșirea condensatorului, cât și la ieșirea tranzistorului.

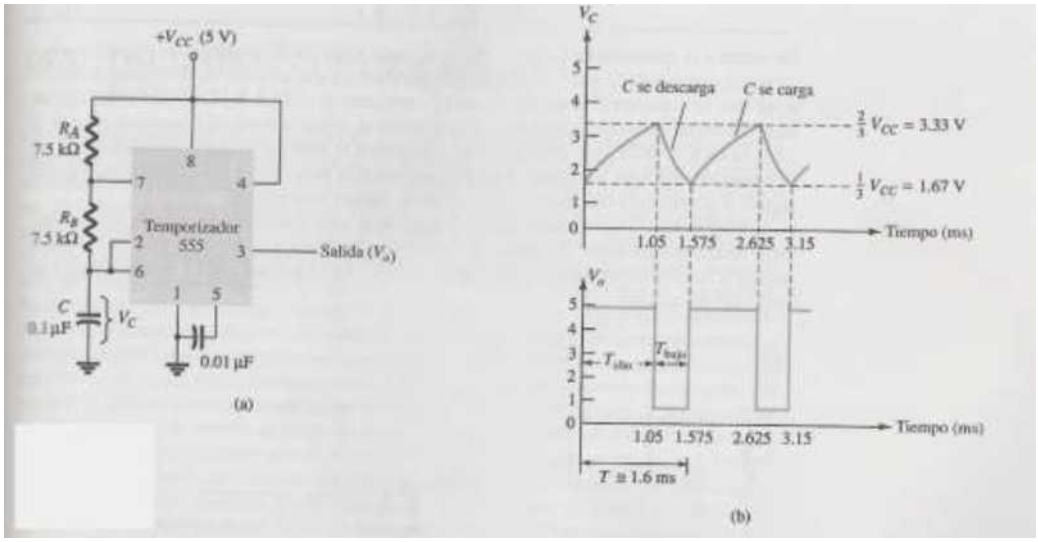


Figura 13.11 *(a) Multivibrator astabil; (b) forme de undă*

Vezi diagrama în NTE 1-185.

Temporizatorul 555 produce o frecvență de ieșire foarte stabilă pe o gamă largă de perioade, de la foarte mari la foarte mici, în jur de 0,5 MHz (T = 2 × 10^{-6} s). Circuitul funcționează cu tensiuni de alimentare între 5 V și 1,8 V și consumă între 3 mA și 10 mA de curent atunci când nu este

conectată nicio sarcină. O caracteristică cheie a modelului 555 este capacitatea sa de curent, deoarece dispozitivul poate consuma sau furniza până la 200 mA, ceea ce înseamnă că poate alimenta sarcini foarte mari.

13.4 Oscilatorul controlat în tensiune. Circuit integrat LM566

Un oscilator controlat în tensiune (VCO *)* este un circuit care furnizează un semnal de ieșire variabil (de obicei o formă de undă pătrată sau triunghiulară) a cărui frecvență poate fi ajustată într-un interval controlat de o tensiune continuă.

Un exemplu de VCO este unitatea IC 566, care conține circuitele necesare pentru a genera semnale de formă de undă atât pătrată, cât și triunghiulară, a căror frecvență este setată de o rezistență și un condensator externi și apoi modificată de o tensiune continuă aplicată.

Frecvența ***de funcționare liberă*** sau frecvența de funcționare centrală t_2O *poate* fi

$f = \frac{}{^{o} RC} \quad \frac{\acute{I}\ v^{+} - vc}{V^{+}}$ calculată prin: (13.4a)

Cu următoarele restricții practice privind valorile circuitelor:

1. R1 trebuie să fie în intervalul: 2kQ < R1 < 20kQ
2. Vc trebuie să fie în intervalul: % V^{+} < Vc < V^{+}
3. *F sau* trebuie să fie mai mică de 1 MHz
4. V^{+} ar trebui să fie în intervalul 10V - 24V.

Utilizarea 566 ca generator de forme de undă cu ieșire fixă

Figura 13.12 prezintă un exemplu în care generatorul de funcții 566 este utilizat pentru a furniza semnale atât pătrate, cât și triunghiulare la o frecvență fixă stabilită de R1, C1 și Vc. Un divizor de tensiune, rezistențele R2 și R3, furnizează o tensiune de modulație continuă fixă.

În această configurație, tensiunea de comandă, Vc, este dată de:

$V = \frac{R}{^{R2} + \text{R3}} * V^{+}$ (13.4b)

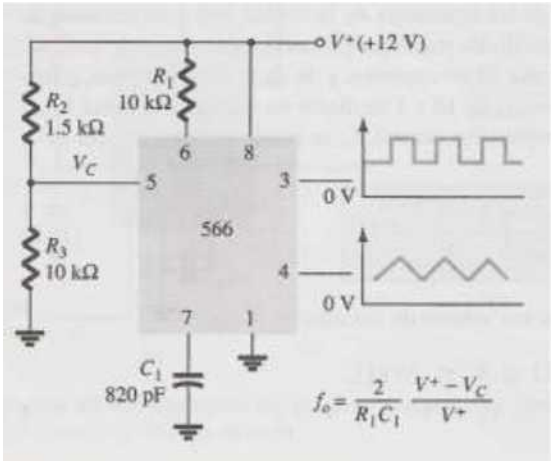


Figura 13.12 *Conectarea unității VCO 566 cu trecencia tija.*

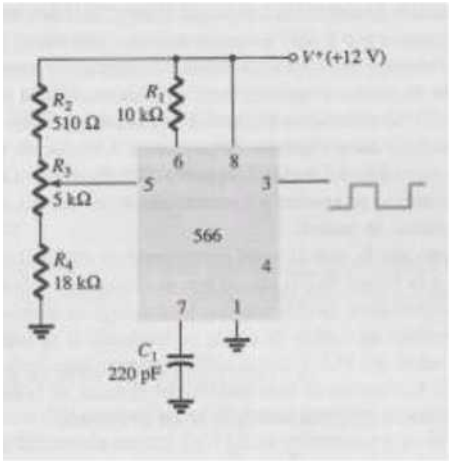
Utilizarea 566 ca generator de forme de undă cu ieșire variabilă

Circuitul din Figura 13.13 arată cum se poate ajusta frecvența de ieșire a undei pătrate utilizând tensiunea de intrare Vc pentru a varia frecvența semnalului. Potențiometrul R3 permite variația lui Vc de la aproximativ 9 V la aproximativ 12 V pe un interval de frecvență de aproximativ 10:1.

În această configurație, tensiunea de comandă, Vc, este dată de:

$$V_c = \frac{R_4}{R + R + R_4} * V^+ \qquad (13,4c)$$

Figura 13.13 *Conectarea unității VCO 566 cu frecvență variabilă prin potențiometrul R3.*



13.5 Generatoare de semnal. Circuite integrate ICL8038, XR8038

Un generator de semnal furnizează un semnal de curent alternativ cu amplitudine reglabilă și frecvență variabilă, utilizat în operarea unui amplificator sau a altui dispozitiv liniar. Frecvența este de obicei reglabilă de la hertz la kilohertz, iar amplitudinea semnalului poate fi ajustată de la milivolți la câțiva volți.

13.5.1 CIRCUIT INTEGRAT CU GENERATOR DE FORME DE UNDĂ. 8038

Circuitul integrat 8038 prezentat în Figura 13.14 este un generator de forme de undă de precizie.

Caracteristicile circuitului integrat 8038

- Este alcătuit din 14 terminale
- Produce unde sinusoidale, triunghiulare și dreptunghiulare.
- Frecvența undei de ieșire este reglabilă de la 1 Hz la 300 kHz

Ajuste V-
senoidal I herraj r jLT Entrada de

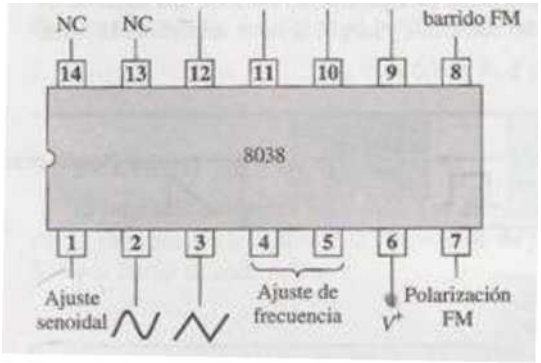


Figura 13.14 *CI 8038 generador de formas de onda*

Ieşire cu frecvenţă reglabilă

Figura 13.15 prezintă conexiunea circuitului integrat atunci când este utilizată pentru a furniza o ieşire cu *frecvenţă reglabilă*. În această configuraţie, frecvenţa de ieşire este determinată de:

$$\frac{0.15}{IC} \qquad (13.5)$$

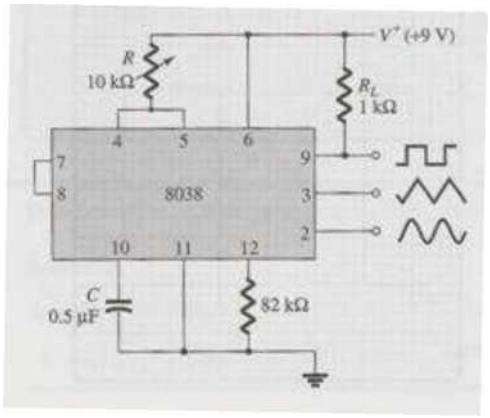


Figura 13.15 *Conectarea 8038 ca generator de frecvenţă variabilă şi amplitudine constantă.*

Ieşire cu frecvenţă şi amplitudine reglabile

Dacă doriţi să ajustaţi amplitudinea la ieşirea circuitului integrat 8038, utilizaţi pur şi simplu un *amplificator de cuplare,* cum ar fi 310, care are un câştig de tensiune practic egal cu unitatea şi o impedanţă de ieşire de aproximativ 1 ohm. Ieşirea reglabilă se obţine prin alimentarea pinului 7 al amplificatorului operaţional 310 cu tensiunea de amplitudine dorită în intervalul 0 < V / < 9. De exemplu, vezi figura

13.16 Prezintă un generator de undă sinusoidală cu amplitudine reglabilă, în timp ce în figură

13.17 Este prezentat un generator de undă pătrată cu o amplitudine de +5V, ideal pentru utilizarea cu **circuite digitale TTL** . În ambele circuite, frecvenţa poate fi variată de la 30Hz la 30kHz prin reglarea corespunzătoare a potenţiometrului de 10kΩ.

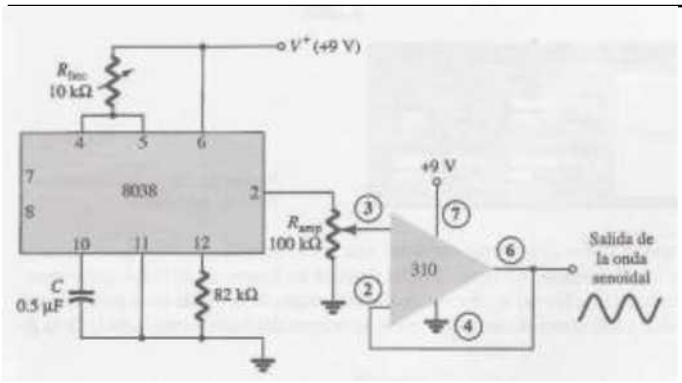


Figura 13.16 *Generator de forme de undă sinusoidale cu amplitudine și frecvență reglabile.*

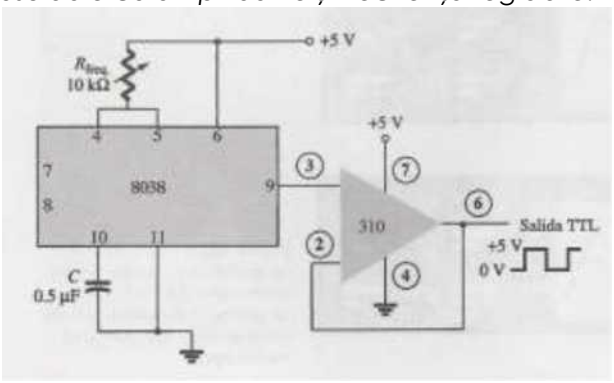


Figura 13.17 *Generator de unde pătrate cu amplitudine și frecvență reglabile, ideal pentru circuite digitale TTL.*

Capitolul 14. OSCILOSCOPUL

Un osciloscop este un instrument electronic care înregistrează modificările de tensiune în circuitele electrice și electronice și le afișează grafic pe un ecran cu tub catodic. Convertoare speciale conectate la osciloscop pot transforma vibrațiile mecanice, undele sonore și alte forme de mișcare oscilatorie în impulsuri electrice vizibile pe ecranul tubului catodic.

14.1 COMPONENTELE OSCILOSCOPULUI

14.1.1 Tubul cu raze catodice

Osciloscopul *cu raze catodice* (CRO) este un dispozitiv care permite vizualizarea oricărui tip de undă aplicată terminalelor sale.

Tubul catodic (CRT) prezentat în Figura 14.1 este partea fundamentală a CRO, deoarece permite vizualizarea formei de undă a unui semnal aplicat. CRT-ul este alcătuit din patru părți de bază:

1. Un tun de electroni care produce un curent de electroni
2. Elemente de focalizare și accelerare pentru generarea unui fascicul de electroni bine definit
3. Plăci deflectoare orizontale și verticale pentru controlul traiectoriei fasciculului de electroni
4. Un capac de sticlă vidat cu un ecran fosforescent, care strălucește vizibil atunci când este lovit de fasciculul de electroni.

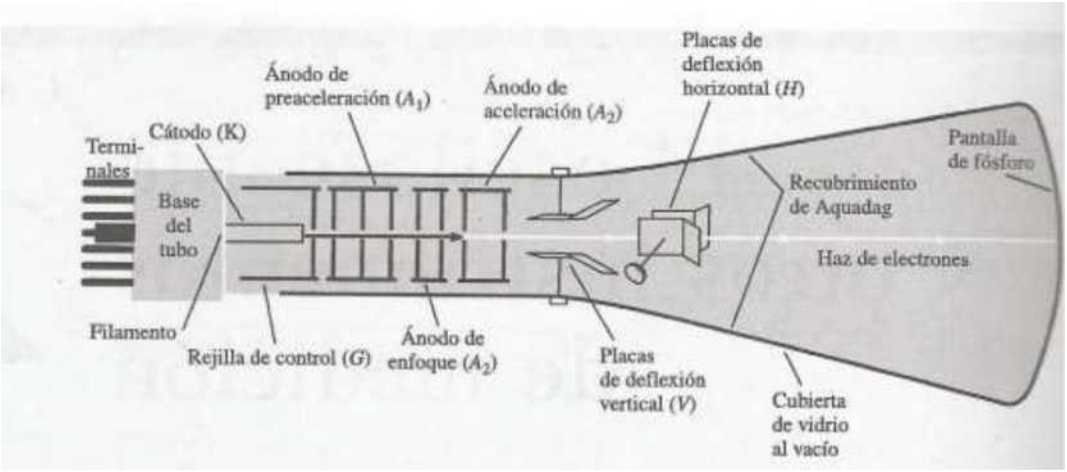


Figura 14.1 *Tub catodic: construcție de bază*

14.1.2 Circuit de baleiaj orizontal sau bază de timp

Este un circuit responsabil pentru generarea unui semnal care, atunci când este aplicat plăcilor orizontale, produce o mișcare a fasciculului în direcția axei x a ecranului (axa timpului).

14.1.3 Amplificator de semnal de intrare

Acestea permit afișarea pe ecran a semnalelor de amplitudine foarte mică.

14.1.4 Ecranul unui osciloscop

Este împărțit în 10 diviziuni orizontale prin 8 diviziuni verticale de aceeași dimensiune (aproape de 1 cm). Unele osciloscoape au marcaje orizontale de 0%, 10%, 90% și 100% pentru a facilita măsurarea timpilor de creștere și descreștere pe muchii (măsurați între 10% și 90% din amplitudinea vârf-la-vârf).

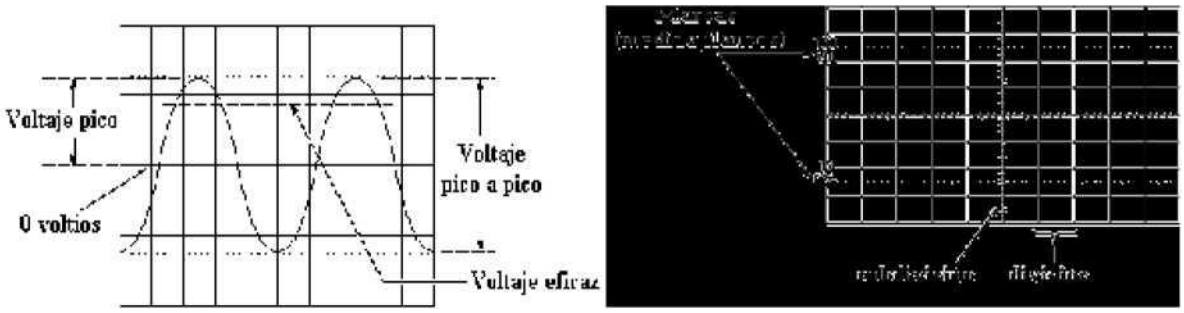


Figura 14.2 *Ecranul osciloscopului*

14.2 MĂSURAREA UNUI SEMNAL DE TENSIUNE CU UN OSCILOSCOP

Un osciloscop este un dispozitiv pentru măsurarea directă a tensiunii. Alte măsurători pot fi derivate din această tensiune printr-un calcul simplu (de exemplu, curentul sau puterea). Calculele pentru semnalele de curent alternativ pot fi complexe, dar primul pas în măsurarea altor mărimi este întotdeauna să începeți cu tensiunea.

Figura prezintă valoarea de vârf V_p , valoarea de la vârf la vârf Vpp , de obicei dublul lui Vp, și valoarea efectivă Vef sau Vrms (rădăcina mediei pătratice, adică rădăcina mediei pătratice a valorilor instantanee) utilizate pentru a calcula puterea semnalului de curent alternativ .

Măsurarea tensiunilor cu un osciloscop este ușoară; implică pur și simplu numărarea numărului de diviziuni verticale pe care semnalul le ocupă pe ecran. Prin ajustarea semnalului cu butonul de poziționare orizontală , putem utiliza subdiviziunile grilei pentru o măsurare mai precisă (amintiți-vă că o subdiviziune este în general echivalentă cu 1/5 dintr-o diviziune completă). Este important ca semnalul să ocupe cât mai mult posibil din ecran pentru măsurători fiabile; pentru a realiza acest lucru, vom folosi comutatorul amplificatorului. vertical.

Comenzi principale.

1. Întrerupător de alimentare
2. Controlul luminozității (INTENS)
3. Controlul focalizării (FOCUS)
4. Selectoare de măsurare a tensiunii (VOL/DIV)
5. Deplasare orizontală și verticală (X.POS, Y.POS)
6. Selector pentru măsurători de perioade (TIMP/DIV)
7. Selector de semnal de intrare (CH1/CH2)
8. Mod XY
9. Selector pentru tipul de semnal de afișat (AC, DC, GND)
10. Canale de intrare

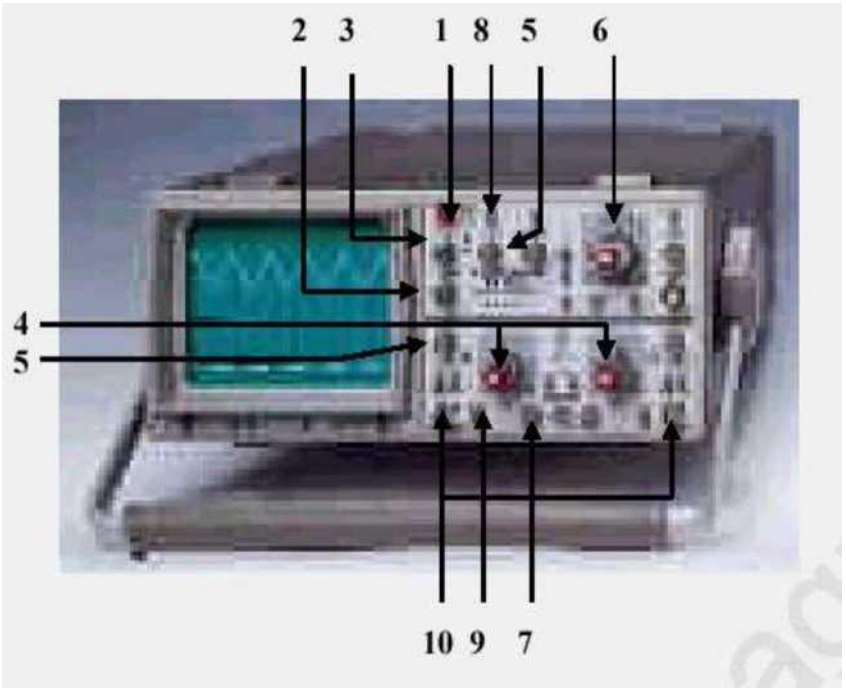


Figura 14.3 *Principalele comenzi ale osciloscopului.*

Capitolul 15. ANEXE

15.1 TABELE CU REZISTOANE ȘI CONDENSATOARE COMERCIALE

Valori standard ale rezistențelor comerciale

Ohmi					Kihrhms (MI)		Mgtiohmi (Mie	
0,10	1.0	10	KM)	1000	10	100	1.0	10.0
0,11	1.1	11	110	1100	II.	110	1.1	11.0
0,12	1.2	12	120	1200	12	120	1.2	12.0
0,13	1.3	13	130	1300	13	I3O	1.3	13.0
0,15	1,5	15	150	1500	15	150	1,5	15.0
0,16	1.6	16	160	1600	16	160	1.6	16.0
0,18		18 ani	180	1800	18	180	1J	18.0
0,20	2.0	20	200	2000	20	200	2.0	20 0
0,22	2,2	•» >	220	2200	22	220	2.2	22,0
0,24		24	240	2400	24	240	2.4	
0,27	2.7	27	270	2700	27	270	2.7	
0,30	3.0	30	300	3000	30	300	3.0	
033	33 de	33 de ani	330	3300	33 de	330	33 de	
0,36	3.6	36	360	3600	36	360	3.6	
0,39	3.9	39	390	3900	39	390	3.9	
0,43	4.3	43	430	4300	43	430	43	
0,47	4.7	47	470	4700	47	470	4.7	
OSI	Sl	51	510	5100	51	510	5.1	
0,56	5.6	56	560	5600	56	560	5.6	
0,62	6.2	62	620	6200	62	620	6.2	
0,68	6.8	68	680	<>800	68	6X0	63	
0,75	7 5	75	750	7500	75	750	7,5	
0,82	8.2	82	820	8200	82	820	- 8,2	
0,91	9.1	91	910	9100	91	910	9.1	

Valori standard ale condensatoarelor comerciale

pF				μF				
10	KJO	1000	10000	0,10	1.0	10	1IK»	1000
12	120	1200						
15	150	1500	15000	0,15	15	18 ani	180	1800
22	220	2200	22000	0,22	2.2	22	220	2200
27	270	2700						
33 de	330	3300	33000	0,33	3.3	33 de ani	330	3300
39	390	3900						
47	470	4700	47000	0,47	4.7	47	470	4700
56	560	5600						
68	680	6800	68000	0,68	6.8			

82 820 8200

UAEM

Facultatea de Științe Chimice și Inginerie

Această lucrare a servit inițial ca ghid pentru autor în studiul analizei circuitelor electronice. Aceasta trece în revistă elementele de bază ale electronicii: diode, tranzistoare, amplificatoare operaționale și unele circuite integrate. Fiecare temă este prezentată dintr-un punct de vedere conceptual, urmată de analiza matematică a modelelor care o reprezintă.

(e) $V_E - V_C = V_{CE}$ (6.4 e) (f)

= 15,98V - 13,97V = 2,01V

Notă: De asemenea , $V_E = I_E * R_E = I_C * R_E$ = 2,01 mA * 1 kQ = 2,01 V

(f) $V_B = V_{BE} + V_E$

= 0,7V + 2,01V = 2,71V

(g) $V_{BC} = V_B - V_C$

= 2,71V - 15,98V = -13,27V

Rețineți că semnul minus indică polarizarea inversă.

$$P_{O(ae)} = \frac{V_{.}^{2}}{8 R_C}$$